RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

5. JAHRG. 9 MAI 1956



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

Aus dem Inhalt

Titelbild:

Das Bild zeigt das im Zentrallaboratorium für Fernmeldetechnik entwickelte Studienmodell einer elektronischen Fernsprechvermittlung auf dem Stand der anläßlich der 3. Parteikonferenz der SED in der Deutschen Sporthalle veranstalteten Ausstellung. (Siehe auch den Beitrag auf Seite 258 dieses Heftes: Elektronische Fernsprechvermittlung).

Aufnahme: Pochanke

Die Kurzwellenausbreitung im März 1956 und Vorschau für Mai 1956

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

Ausbreitungsbericht März 1956

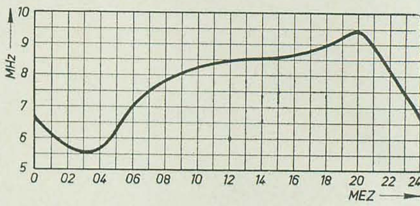
Die Sonnenaktivität erreichte im März nicht die außergewöhnliche Höhe wie im Vormonat, sondern zeigte nur geringe Schwankungen um den Mittelwert der Sonnenfleckenrelativzahl R = 116. Ionosphärenstörungen waren nur wenige zu beobachten. Allerdings lagen die durchschnittlichen Grenzfrequenzen wieder größtenteils merklich über den vorhergesagten Werten, so daß leichtere Störungen nicht als Abfälle gegenüber den Vorhersagewerten in Erscheinung treten konnten. Bei der Vorhersage brauchbarer Frequenzen muß ein Kompromiß geschlossen werden, der sowohl eine Sicherheit gegenüber Störungen leichter Art als auch eine möglichst vollständige Ausnutzung der Frequenzbereiche gestattet. Daher waren für März die Grenzfrequenzen in der Vorhersage etwas zu vorsichtig angesetzt, zumal die Sonnenaktivität größer als erwartet war. Wir hätten ohne Gefahr einen etwas größeren Bereich vorhersagen können, wobei sich die leichteren Störungen allerdings mehr bemerkbar gemacht hätten.

Gestörte Tage waren der 3. bis 5., der 22. und 23. sowie der 28. und 29. 3. Dabei dürfte die Störung am 22./23. 3., die ein ganz enormes Absinken der Grenzfrequenzen brachte, von dem gleichen Aktivitätszentrum verursacht sein, in dem sich eine Sonnenrotation vorher die starke Eruption am 23. 2. ereignete. Das aktive Gebiet hat also eine Umdrehung der Sonne überdauert. Andererseits ist vielleicht die Störung am Anfang des Monats dem gleichen Störherd zuzuschreiben wie die Störungen Anfang Februar.

Mögel-Dellinger-Effekte traten ziemlich häufig auf, und zwar am 2., 3., 13., 15., 17. und 31. 3.

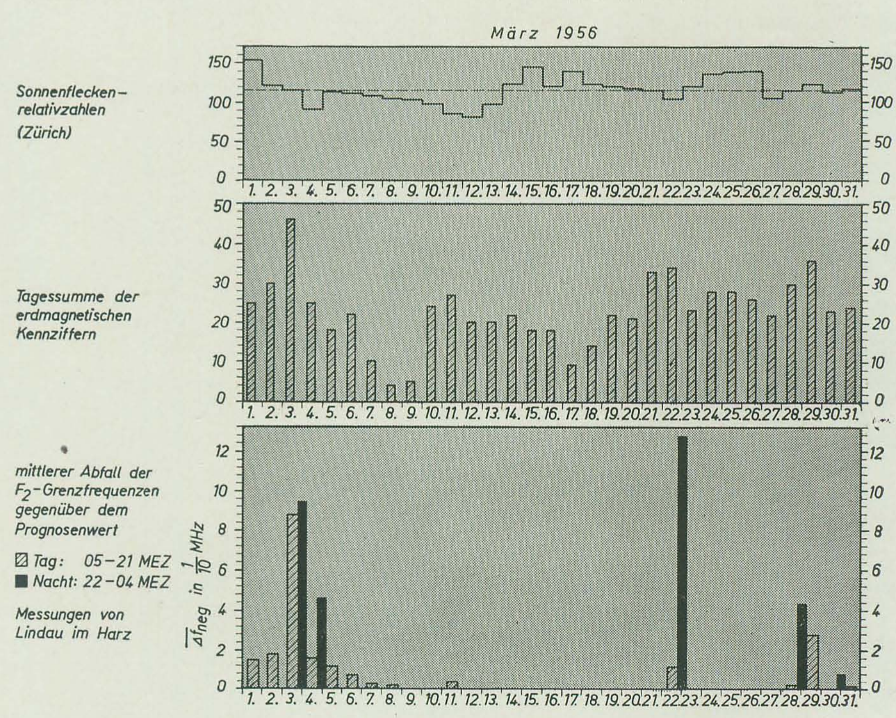
Vorschau für Mai 1956

Bei der Berechnung der voraussichtlichen Grenzfrequenzen der F_2-Schicht (siehe Diagramm) wurde eine Voraussage der mittleren Sonnenfleckenrelativzahl von R = 105 zugrunde gelegt. Erwartungsgemäß zeigt sich deutlich das sommerliche Abendmaximum.



Voraussichtliche Grenzfrequenzen (Mittelwerte) im Mai 1956

Allgemein ist die Tendenz der Grenzfrequenzen im Sommer fallend, so liegen diesmal auch die Werte etwas niedriger als im vergangenen Monat. Als Folge dieser Erscheinung kann möglicherweise die Brauchbarkeit der Amateurbänder **21 und 28 MHz** etwas geringer werden. Soweit jedoch auf diesen Bändern Verkehr zu erzielen ist, dürften die möglichen Verkehrszeiten länger sein als im Vormonat. **Auf 14 MHz** werden sich voraussichtlich im allgemeinen nur Verlängerungen der Übertragungszeit als Folge der längeren Sonneneinstrahlung ergeben. Die niedrigen Bänder **3,5 und 7 MHz** werden im Mai noch mehr als bisher durch Absorption und Abdeckung beeinträchtigt. Diese Verschlechterung beruht auf dem Zusammenwirken der zunehmenden Sonneneinstrahlung im Sommer und gleichzeitig wachsender Sonnenaktivität.

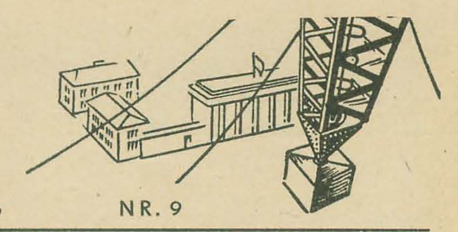


Verlag „Die Wirtschaft", Verlagsdirektor Walter Franze

Chefredakteur: Rudolf Nehring, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22, Fernruf: 53 08 71, Fernschreiber: 1448. Veröffentlicht unter Lizenznummer 4102 des Amtes für Literatur und Verlagswesen der Deutschen Demokratischen Republik. — **Anzeigenannahme:** Verlag „Die Wirtschaft", Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22, und alle Filialen der DEWAG-Werbung. Zur Zeit gültige Preisliste Nr. 1. — **Druck:** Tribüne-Verlag, Druckerei III, Leipzig III/18/36. — Nachdruck und Auszüge nur mit Quellenangabe gestattet. Alle weiteren Rechte vorbehalten. — Die Zeitschrift „Radio und Fernsehen" erscheint zweimal im Monat; Einzelheft 2,— DM. Bestellungen nehmen entgegen: für die Deutsche Demokratische Republik: sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin; für die Deutsche Bundesrepublik: sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin. Auslieferung erfolgt über HELIOS Literatur-Vertriebs-Ges. m. b. H. Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—157; für das Ausland: UdSSR: Meshdunarodnaja Kniga, Moskau 200, Smolenskaja P. 32/34; Volksrepublik China: Guozi Shudian, 38, Suchoi Hutung, Peking; Volksrepublik Polen: Prasa i Ksciazka, Foksal 18, Warszawa; Tschechoslowakische Republik: Artia A. G., Ve Smečkách 30, Praha II; Ungarische Volksrepublik: „Kultura", P.O.B. 149, Budapest 62; Rumänische Volksrepublik; Cartimex, Bukarest 1, P.O.B. 134/135; Volksrepublik Bulgarien: Raznoiznos, 1 Rue Tzar Assen; Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shtetnore Botimeve, Tirana; für alle anderen Länder; Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22.

RADIO UND FERNSEHEN

5. JAHRGANG 1. MAIHEFT 1956 NR. 9



1. MAI 1956 – ein Tag der Siegeszuversicht

Keiner der Teilnehmer der ersten großen internationalen Demonstration des Proletariats am 1. Mai 1890, deren oberstes Kampfziel die Herabsetzung der täglichen Arbeitszeit auf eine Höchstdauer von acht Stunden war, hätte es sich je im Traum einfallen lassen, daß rund 70 Jahre später bereits ein weiterer entscheidender Schritt zur Verkürzung der Arbeitszeit getan werden würde, wie es der XX. Parteitag der KPdSU und die III. Parteikonferenz der SED für ihre Länder für die allernächste Zukunft festgelegt haben. Welch triumphalen Siegeszug hat die kämpfende Arbeiterklasse in diesem Zeitraum zu verzeichnen! Ein sozialistisches Weltsystem ist entstanden. Unaufhaltsam geht die Sehnsucht der Arbeiter und Bauern nach dem Aufbau der klassenlosen Gesellschaft ihrer Erfüllung entgegen.

Der zweite Fünfjahrplan der Deutschen Demokratischen Republik zum Beispiel sieht in der Perspektive den Siebenstundentag und für bestimmte Industriezweige die Vierzigstundenwoche bei ungekürzter Lohnhöhe vor. Der Achtstundentag ist in der Deutschen Demokratischen Republik eine Selbstverständlichkeit. Man ist überdies darauf bedacht, eine bedeutende Verbesserung der Arbeits- und Lebensbedingungen der Werktätigen zu erreichen, während sich in Westdeutschland unter der Herrschaft der Monopolherren die sozialen Kämpfe in den letzten Jahren immer mehr verschärfen. So mußte der stellvertretende Vorsitzende des Deutschen Gewerkschaftsbundes, Reuter, bei der Begründung des DGB-Aktionsprogramms im Frühjahr 1955 zugeben, daß die durchschnittliche wöchentliche Arbeitszeit praktisch bereits wieder 52 bis 53 Stunden beträgt, ja in vielen Fällen durchschnittlich die 70-Stundenwoche erreicht worden ist.

Die geplante Arbeitszeitverkürzung in der Deutschen Demokratischen Republik und die damit verbundene Verbesserung der Lebenslage unserer Bevölkerung hängt aber letzten Endes von jedem einzelnen, von der Erhöhung seiner Arbeitsproduktivität und damit seiner Arbeitsleistung ab. Dazu ist unter anderem ein stetiger Kampf jedes einzelnen um die neue Technik, um ein höheres Wissen und ein besseres fachliches Können, um eine hohe Arbeitsmoral und -disziplin erforderlich. Nur auf diesem Wege kommen wir zur Vervollkommnung unserer sozialistischen Produktion, und nur dies allein kann der Ausgangspunkt für eine Verringerung der Arbeitszeit sein, ohne Kürzung an Löhnen vorzunehmen.

Was wir brauchen, ist vor allem die Einführung der neuen Technik in unserer Produktion. So muß zum Beispiel der Erforschung der Halbleiter und ihrer Verwendungsmöglichkeit, die zweifellos noch zu ganz besonderen Neuerungen für die Technik führen wird, große Aufmerksamkeit geschenkt werden. Für die gesamte Elektrotechnik, wie die Nachrichtentechnik, die Steuer- und Regeltechnik, sowie die Entwicklung von modernen Rechenmaschinen usw., bedeutet die Verwendung von Halbleiterbauelementen einen großen Fortschritt, wobei die Aufnahme der Serienproduktion von Kristalldioden und Transistoren sehr wichtig ist. Erforderlich ist es auch, bis 1960 leistungsfähigere Dioden und Flächentransistoren zu entwickeln. Weiter sind Gleichrichter hoher Leistung mit kleinen Abmessungen auf Halbleiterbasis zu schaffen. Ebenfalls muß die Entwicklung der Trägerfrequenzsysteme für den Einsatz auf Kabeln, in Richtfunkverbindungen und auf Freileitungen abgeschlossen und in kürzester Zeit in die Serienproduktion überführt werden. Die Perspektive muß sein, bis 1960 völlig neue Vielkanalsysteme in Kleinstbauweise zu entwickeln. Für die Fernsehtechnik sind Sender großer Leistungen über 10 kW in den verschiedensten Frequenzbändern zu konstruieren. Außerdem müssen die theoretischen Grundlagen des Farbfernsehens geklärt werden; bis 1960 ist mit dem Errichten von Versuchsanlagen zu beginnen.

Wenn es in den Direktiven der 3. Parteikonferenz heißt: „Im Verlaufe des zweiten Fünfjahrplanes ist der Trocknungsprozeß der Brikettierkohle durch den Einbau von Meß-, Regel- und Steuereinrichtungen voll zu automatisieren", und „Im Eisenhüttenkombinat J. W. Stalin ist die volle Automatisierung der Hochöfen und die volle Mechanisierung der Erz- und Koksaufbereitung unter Verwendung modernster Meß- und Regelgeräte herzustellen", so bedeutet das, daß die Entwicklung der Regeltechnik und Elektronik schnellstens voranzutreiben ist, um auch dadurch mitzuhelfen, den Prozeß der Automatisierung zu beschleunigen.

Auch dem Funkwesen werden neue Aufgaben gestellt. Es ist notwendig, den Aufbau eines kommerziellen Richtfunknetzes durchzuführen und, entsprechend den steigenden Anforderungen der Seeschiffahrt und des Außenhandels, den Funkverkehr mit den europäischen und überseeischen Ländern zu erweitern. Auch die Anlagen der Funknavigation und der elektronischen Hilfsgeräte für den Fischfang sind in den nächsten zwei bis drei Jahren auf den modernsten technischen Stand zu bringen.

Ein solcher Wirtschaftsaufbau ist jedoch nur im Frieden zu verwirklichen. Unsere Werktätigen sind von dem glühenden Wunsch erfüllt, ihre Arbeitsziele zu erreichen, und deshalb kommt der Wille zum Frieden wirklich aus der Tiefe ihres Herzens. Den Frieden zu erhalten verbinden sie mit dem Wunsche aller fortschrittlichen Deutschen nach einer Wiedervereinigung Deutschlands, weil sie genau wissen, daß ein gespaltenes Deutschland ein stetiger Unruheherd sein wird. Sie empfinden es als eine historische Verpflichtung aller Deutschen von besonderer Größe, durch konsequente Friedenspolitik Europa vor dem Alpdruck neuer Zerstörung zu bewahren.

Nachrichten

Dem **„Vereinigten Atominstitut"**, das am 26. 3. 1956 in Moskau gegründet wurde, gehören alle sozialistischen Staaten Europas sowie die Koreanische Volksrepublik, die Volksrepublik China und die Mongolische Volksrepublik an. Der Sitz des Institutes befindet sich in Moskau, außerdem hat die Regierung der UdSSR dem Institut uneigennützig mehrere Atomforschungsstätten zur Verfügung gestellt. Ungeachtet seiner finanziellen Beteiligung ist jeder Staat an der Ausnutzung des Institutes, in dem die Physiker mehrerer Länder zum Nutzen der Menschheit zusammenarbeiten und ihre kollektiven Erfahrungen auswerten können, gleichberechtigt beteiligt.

Funkzeichen der sowjetischen Forscherexpedition „Upol 5" im Polargebiet empfing kürzlich der Amateurfunker Joachim Hein von der Gesellschaft für Sport und Technik im Stadtkreis Potsdam. In den Funkkollektivstationen der GST in Potsdam wurden u. a. schon Grüße mit Amateurfunkern aus Brasilien, Neuseeland, Japan und Chile ausgetauscht. Die Zahl der Teilnehmer an den Ausbildungslehrgängen im Nachrichtensport der GST im Bezirk hat sich innerhalb eines Jahres verdoppelt.

Mit UKW-Funkanlagen wird im zweiten Fünfjahrplan der Dispatcherdienst der Braunkohlenwerke des Senftenberger Reviers ausgerüstet. Noch in diesem Jahr werden die UKW-Anlagen erweitert, die im vergangenen Jahre im Braunkohlenwerk „Freundschaft" in Lauchhammer vom Dispatcher zur Förderbrücke versuchsweise in Betrieb genommen wurden. Im Braunkohlenwerk „Franz Mehring" in Brieske haben sich die UKW-Anlagen zur schnellen Nachrichtenübermittlung ebenfalls bewährt. Hier bestehen UKW-Sprechverbindungen vom Dispatcherraum zur Förderbrücke, zu zwei großen Kohlenbaggern und zu einem Abraumbagger.

Spitzenerzeugnisse der Rundfunk- und Elektroindustrie sowie der Feinmechanik und Optik stellt die Deutsche Demokratische Republik auf der diesjährigen Brüsseler Messe aus, die vom 28. April bis 13. Mai stattfindet.

Farbiges Fernsehen im Großbild von 2,5×3 m sahen zum ersten Male in der Geschichte des Fernsehens 120 Teilnehmer einer Tagung des Internationalen Fernsehausschusses in Eindhoven, Holland, unter denen sich auch Fachleute aus der Sowjetunion und den USA befanden. Die Tagung des Internationalen Fernsehausschusses berät über ein einheitliches Farbfernsehsystem im internationalen Maßstab und die Aufteilung der Wellenlängen.

Eine Delegation des polnischen Rundfunks führte in Belgrad mit Vertretern des jugoslawischen Rundfunks Verhandlungen über eine Zusammenarbeit zwischen den Sendern beider Länder sowie über den Austausch von Programmen und Korrespondenten. Sie hatte ferner Gelegenheit, die Tätigkeit des Senders Belgrad kennenzulernen.

Anfang Mai d. J. wird sich nach Meldungen aus London eine Delegation des britischen Rundfunksenders BBC zu einem Besuch nach Moskau begeben. Damit erwidert sie den Besuch, den eine Delegation sowjetischer Rundfunkfachleute im Herbst vergangenen Jahres Großbritannien abstattete.

Auch der Flughafen Hannover erhält jetzt eine Schlechtwetter-Landeanlage nach dem GCA-System Blendix, nachdem die Flughäfen Frankfurt, Hamburg und Düsseldorf bereits mit diesen Anlagen ausgestattet wurden, deren Geräte von Telefunken gebaut werden. Die Rundsichtantenne der Radaranlage ist bereits auf einem neu errichteten Turm montiert.

W. TAEGER

KLANGREGELUNG

Der Tiefenentzerrer

Das Regeln der Klangfarbe bei der Wiedergabe durch elektroakustische Geräte kann im Prinzip aus Einrichtungen bestehen, die Induktivitäten, Kapazitäten und Widerstände enthalten. Im allgemeinen verwendet man RC-Glieder, also nur aus Widerständen und Kondensatoren bestehende Regler, die es gestatten, der Frequenzkurve jeden gewünschten Verlauf zu geben. Es genügt in den meisten Fällen ein Kondensator von einigen nF und ein regelbarer Widerstand von etwa 50 bis 100 kΩ, um die geforderten akustischen Effekte — zum Beispiel Anheben der tiefen Frequenzen — zu erzielen.

Beim elektrischen Abtasten von Schallplatten müssen wegen der besonderen Aufnahmetechnik die tiefen Frequenzen bis etwa 250 Hz angehoben werden, um eine einwandfreie Wiedergabe zu erzielen. Beim Entwurf des für diesen Zweck erforderlichen Tiefenentzerrers muß man die richtige Wahl der Zeitkonstanten besonders beachten. Da das Ohr eine gewisse Trägheit besitzt, die etwa 20 ms für tiefe Frequenzen beträgt, muß dafür gesorgt werden, daß die Zeitkonstante T = R.C, der aus Widerstand und Kapazität bestehenden Kombination, kleiner als 20 ms wird. Nur wenn diese Bedingung erfüllt ist, haben die Einschwingvorgänge im Entzerrer keinen Einfluß auf die Wiedergabegüte.

darauf folgt für R_a:

$$R_a = k_{max} \frac{R_i}{1 - k_{max}}. \tag{1a}$$

Für sehr große Frequenzen ($\omega \to \infty$) erhält man dagegen das kleinste Verhältnis der Spannungen zueinander.

$$k_{min} = \frac{\dfrac{R \cdot R_a}{R + R_a}}{\dfrac{R \cdot R_a}{R + R_a} + R_i} = \frac{R}{R + R_i\left(1 + \dfrac{R}{R_a}\right)}. \tag{2}$$

Setzt man hierin Gleichung (1a) ein, so folgt ein Zusammenhang zwischen k_{max} und k_{min}:

$$k_{min} = k_{max} \frac{R}{R + R_i \cdot k_{max}}. \tag{2a}$$

Im Bereich der mittleren Frequenzen ergibt sich für $k = \frac{U_a}{U_e}$ eine zwischen den Werten der Gleichungen (1) und (2a) liegende Größe, nämlich

$$k = \frac{R_a}{R_a + R_i} \cdot \frac{1 + j\omega C \cdot R}{1 + j\omega C\left(R + \dfrac{R_a \cdot R_i}{R_a + R_i}\right)}$$

oder unter Berücksichtigung der Gleichung (1a):

$$k = k_{max} \frac{1 + j\omega C \cdot R}{1 + j\omega C \cdot R\,(1 + k_{max} R_i/R)}.$$

für $f_0 = \sqrt{2} \cdot f$; dann ist

$$k_{max} = \sqrt{2} \cdot k = 1{,}414 \cdot k \text{ und}$$

$$k_{min} = \frac{1}{\sqrt{2}} k = 0{,}707 \cdot k,$$

da der Wert $k_{max}/k = k/k_{min} = \sqrt{2}$ im Ohr gerade noch als Lautstärkeunterschied wahrgenommen wird. Führt man dementsprechend in Gleichung (4) für $k_{max} = \sqrt{2} \cdot k$ ein, so erhält man für die untere Grenzfrequenz:

$$f_u = \frac{k_{min}}{2\pi RC \sqrt{k_{max}^2 - 2 \cdot k_{min}^2}}. \tag{5}$$

Analog ergibt sich für die obere Grenzfrequenz, wenn man in Gleichung (4) $k_{min} = \frac{k}{\sqrt{2}}$ einsetzt:

$$f_o = \frac{\sqrt{k_{max}^2 - k^2}}{2\pi RC \cdot k_{max}}. \tag{6}$$

Die bisher gefundenen Beziehungen lassen sich wesentlich vereinfachen, wenn $R_a \gg R_i$ ist, das heißt, wenn R_a zum Beispiel der Eingangswiderstand der ersten Verstärkerstufe ist. Nach den Gleichungen (1) und (2) ist nun

$$k_{max} = \frac{1}{1 + \dfrac{R_i}{R_a}} \approx 1,\ k_{min} \approx \frac{R}{R + R_i}.$$

Für die Grenzfrequenzen f_u und f_o erhält man aus den Gleichungen (5) und (6):

$$f_u = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{\left(1 + \dfrac{R_i}{R}\right)^2 - 2}}, \tag{7}$$

$$f_o = \frac{\sqrt{1 - k^2}}{2\pi RC}, \tag{8}$$

wobei

$$k = \sqrt{\frac{1 + (\omega CR)^2}{1 + [\omega C (R + R_i)]^2}} \text{ ist.} \tag{9}$$

Bei einem Tiefenentzerrer interessiert das Produkt R · C in Abhängigkeit von der unteren Grenzfrequenz. Aus Gleichung (7) folgt:

$$R \cdot C = \frac{1}{2\pi f_u \sqrt{\left(1 + \dfrac{R_i}{R}\right)^2 - 2}} = T, \tag{10}$$

wobei T kleiner als 20 ms sein muß, um den Einschwingvorgang nicht hörbar werden zu lassen. Aus Gleichung (10) ergibt sich eine Beziehung für das Widerstandsverhältnis R/R_i, das als Grundlage zur Berechnung des Entzerrers dienen kann. Es ist nämlich

$$\frac{R}{R_i} = \frac{1}{\sqrt{2 + \dfrac{1}{40 \cdot (f_u \cdot T)^2}} - 1}. \tag{11}$$

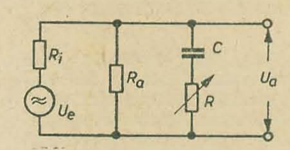


Bild 1: Tiefenentzerrer

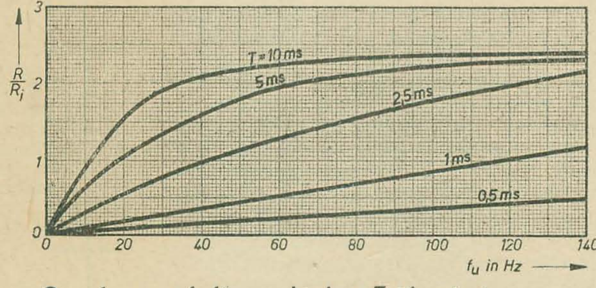


Bild 2: R/R_i als Funktion der unteren Grenzfrequenz f_u für verschiedene Zeitkonstanten; $R_i = 50$ kΩ, $T = 0{,}5$ ms, $f_u = 45$ Hz, $R = 8{,}5$ kΩ, $C = 60$ nF, $R/R_i = 0{,}17$

Im Bild 1 bedeuten R_i den inneren Widerstand eines Generators (zum Beispiel eines Tonabnehmers), U_e die vom Generator abgegebene Spannung, R_a einen Belastungswiderstand, R (veränderlich), C die Entzerrerkombination und U_a die hinter dieser zur Verfügung stehende Spannung. Bezeichnet man mit $k = \frac{U_a}{U_e}$ das Spannungsverhältnis, das stets kleiner als 1 ist, so ergibt sich für sehr kleine Frequenzen ($\omega \to 0$) das maximale Spannungsverhältnis

$$k_{max} = \frac{R_a}{R_a + R_i} = \frac{1}{1 + \dfrac{R_i}{R_a}}; \tag{1}$$

Führt man auch noch Gleichung (2a) ein, so ist

$$k = k_{max} \cdot k_{min} \frac{1 + j\omega C \cdot R}{k_{min} + j\omega C \cdot R \cdot k_{max}}$$

mit dem Absolutwert

$$|k| = k_{max} \cdot k_{min} \sqrt{\frac{1 + (\omega C \cdot R)^2}{k_{min}^2 + (\omega C \cdot R \cdot k_{max})^2}}. \tag{3}$$

Ist nach der Frequenz gefragt, so folgt

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC} \cdot \frac{k_{min}}{k_{max}} \sqrt{\frac{k_{max}^2 - k^2}{k^2 - k_{min}^2}}. \tag{4}$$

Man bezeichnet mit f_0 die obere Grenzfrequenz und mit f_u die untere und setzt

Nach Gleichung (11) sind für verschiedene Werte von T = R · C (0,5; 1; 2,5; 5 und 10 ms) die Kurven $\frac{R}{R_i} = f(f_u)$ im Bild 2 gezeichnet. Da R_i als Innenwiderstand des Generators bekannt ist, läßt sich nun leicht der Widerstand R der RC-Kombination bestimmen. Für die gewählte Zeitkonstante T ergibt sich dann sofort $C = \frac{T}{R}$, damit sind alle Größen des Tiefenentzerrers bestimmt.

Schreibt man Gleichung (9) in der Form

$$k = \sqrt{\frac{\left(\frac{1}{\omega T}\right)^2 + 1}{\left(\frac{1}{\omega T}\right)^2 + \left(1 + \frac{R_i}{R}\right)^2}},$$

so erkennt man, daß für große Werte von ω T, also für hohe Frequenzen, k sich dem Wert

$$k \approx \frac{R}{R + R_i}$$

nähert. Der Abfall der Spannung U_a am Verstärkereingang wird nach den hohen Frequenzen zu um so steiler, je größer das Verhältnis R_i/R ist. Nach Gleichung (11) ist

$$\frac{R_i}{R} = \sqrt{2 + \frac{1}{40 \cdot (f_u \cdot T)^2}} - 1;$$

es ist also die untere Grenzfrequenz f_u und die Zeitkonstante T möglichst klein zu wählen, um einen großen Wert R_i/R und damit einen steilen Verlauf der Entzerrerkennlinie zu erhalten. Will man zum Beispiel von 250 Hz an ein steiles Ansteigen der Frequenzkurve erreichen, so wählt man zweckmäßig die untere Grenzfrequenz von 40 bis 50 Hz. Da die Zeitkonstante ohnehin klein sein soll, wählt man T etwa 0,5 bis 1 ms.

Ist beispielsweise $R_i = 50\ k\Omega$, $f_u = 50$ Hz und T = 0,5 ms, so ist nach Gleichung (11) das Widerstandsverhältnis:

$$\frac{R}{R_i} = \frac{1}{\sqrt{2 + \frac{1}{40 \cdot (45 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-3})^2}} - 1} = 0{,}17.$$

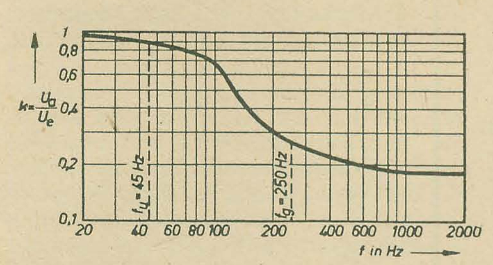


Bild 3: Spannungsverhältnis $k = U_a/U_e$ in Abhängigkeit von der Frequenz f

Demgemäß wird $R = 0{,}17 \cdot R_i = 0{,}17 \cdot 50 = 8{,}5\ k\Omega$. Die Kapazität C bestimmt man aus

$$C = \frac{T}{R} = \frac{0{,}5 \cdot 10^{-3}}{8{,}5 \cdot 10^3} = 0{,}06\ \mu F = 60\ nF.$$

Aus dem Verlauf von k (Bild 3) nach Gleichung (9) kann man ersehen, daß die tiefen Frequenzen von 250 Hz an kräftig angehoben werden.

Getrennte Höhen- und Tiefenregelung

In vielen praktischen Fällen ist es erwünscht, in einem Verstärker die hohen und tiefen Frequenzen unabhängig voneinander zu regeln. Bei gestörtem Rundfunkempfang ist es zum Beispiel zweckmäßig, die Höhen, beim Abspielen von Schallplatten das Plattenrauschen usw., zu unterdrücken. Andererseits ist die Höhenanhebung aber notwendig, wenn Magnettonbänder oder UKW-Empfang übertragen werden sollen. Ebenso neigen viele Rundfunkhörer dazu, bei Musikwiedergabe die Tiefen anzuheben oder bei längeren Reden und dergleichen die Tiefen abzuschwächen, um die Wortverständlichkeit zu erhöhen.

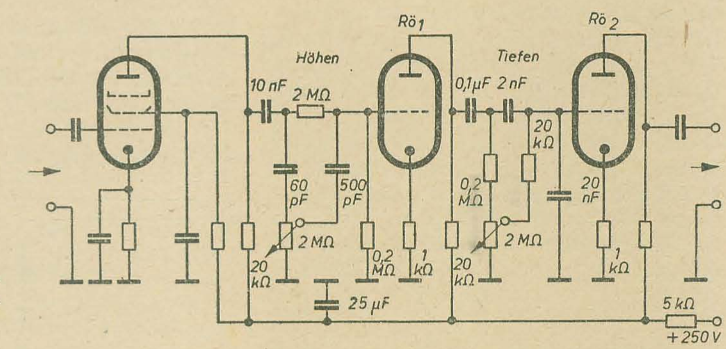


Bild 4: Getrennte Höhen- und Tiefenentzerrung

Bild 4 zeigt eine Schaltung, mit der es möglich ist, eine getrennte Höhen- und Tiefenregelung vorzunehmen. Um eine wirkungsvolle Entkopplung der Höhen- und der Tiefenentzerrung voneinander zu erreichen, sind die beiden Entzerrer durch eine Röhre voneinander getrennt. Es sind zusätzlich zwei Trioden ($Rö_1$ und $Rö_2$) erforderlich, zweckmäßig wird man hier eine Doppeltriode, zum Beispiel eine ECC83 verwenden, deren Anodenwiderstände möglichst niedrig gewählt werden, um die Verstärkung frequenzunabhängig zu machen. Aus dem gleichen Grund werden auch die Katodenwiderstände nicht kapazitiv überbrückt; durch diese Maßnahme ergibt sich außerdem wegen der kräftigen Stromgegenkopplung eine erhebliche Stabilitätserhöhung der ganzen Anordnung. Eine zusätzliche Verstärkung in den beiden Trioden findet nicht statt, sie dienen nur dazu, den mittleren Verstärkungsverlust von etwa 20 db in den Entzerrern auszugleichen.

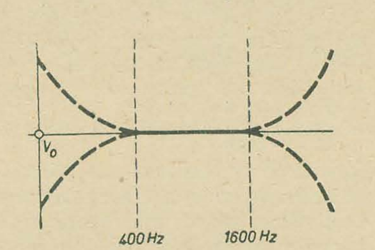


Bild 5: Variationsmöglichkeiten des Verlaufs der Amplitudenkurve nach der Schaltung im Bild 4

Wie Bild 5 zeigt, ergibt sich mit der Schaltung im Bereich zwischen 400 bis 1600 Hz eine konstante mittlere Verstärkung, die von den Entzerrern nicht beeinflußt wird. Im Bereich der tiefen Frequenzen unterhalb 400 Hz und im Bereich der hohen über 1600 Hz läßt sich jedoch jede beliebige Änderung des Frequenzganges erzielen. Man kann zum Beispiel die tiefen Frequenzen senken und gleichzeitig die hohen anheben oder umgekehrt. Ebenso lassen sich sowohl die Tiefen als auch die Höhen gleichzeitig senken oder anheben. Schließlich besteht auch noch die Möglichkeit, die Amplitudenkurve von den tiefsten bis zu den höchsten Frequenzen (die Begrenzungen hängen von den sonstigen Eigenschaften des Verstärkers ab) geradlinig verlaufen zu lassen.

Gehörrichtige Lautstärkeregelung

Es ist eine Tatsache, daß ein Empfangsgerät bei aufgedrehtem Lautstärkeregler eine ausgezeichnete Wiedergabequalität aufweist, das heißt, das Verhältnis zwischen den tiefen und hohen Frequenzen ist gut ausgeglichen. Wird nun die Lautstärke heruntergeregelt, so ist die Güte der Wiedergabe in den meisten Fällen weniger befriedigend. Der Grund dafür liegt in der Frequenzabhängigkeit unseres Hörorganes[1]), das besonders im Bereich der tiefen Frequenzen von 30 bis 300 Hz bei geringen und mittleren Lautstärken sehr viel unempfindlicher ist als bei großen Lautstärken. Auch im Bereich der Höhen, von etwa 7000 Hz ab, ist die subjektive Lautstärke von leiser Musik verhältnismäßig viel geringer als die von

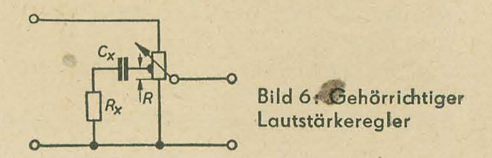


Bild 6: Gehörrichtiger Lautstärkeregler

Fortestellen. Man kann hier einen Ausgleich schaffen, indem bei der Lautstärkeregelung der Bereich mittlerer Frequenzen amplitudenmäßig stark gesenkt wird, die Höhen und die Tiefen dagegen nur in geringem Maße. Im Prinzip gibt es hierfür zwei Wege: Man kann im Mehrkanalverstärker das gesamte Niederfrequenzband in mehrere Kanäle aufteilen, jedem Kanal einen eignen Verstärker (und gegebenenfalls auch einen gesonderten Lautsprecher) zuordnen und den gemeinsamen Lautstärkeregler so einrichten, daß automatisch beim Herunterregeln der Lautstärke die mittleren Frequenzen stärker geschwächt werden als die hohen

[1]) Vgl. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 4 (1954), S. 122, Bild 252.

und tiefen. Der zweite Weg zur Lösung des Problems besteht darin, daß zur Lautstärkeregelung nicht einfache Potentiometer verwendet werden, sondern Regelelemente, die aus komplexen, also frequenzabhängigen Einzelwiderständen aufgebaut sind. In seiner einfachsten Form besteht ein gehörrichtiger Lautstärkeregler aus einem Potentiometer von 1 bis 2 MΩ mit einem Schleifer und einem festen Abgriff (R), von dem eine Verbindung über ein RC-Glied zum kalten Ende der Schaltung führt. Die Bestimmung der Größen R_x und C_x ist nicht so schwierig. Bezeichnet man mit f_1 und f_2 die Bezugsfrequenzen, zwischen denen man die Regelkurve der Ohrempfindlichkeit anpassen will (meist ist $f_1 = 300$ Hz und $f_2 = 30$ Hz) und mit $n = \frac{U_1}{U_2}$ das lineare Spannungsverhältnis, um welches man die tiefen Frequenzen anheben will, so ist das Widerstandsverhältnis $k_r = \frac{R_x}{R}$ aus der Gleichung

$$k_r = \frac{R_x}{R} = \frac{1}{n-1} \cdot \frac{1 - n\frac{f_2}{f_1}}{1 + \frac{f_2}{f_1}} \text{ zu berechnen.} \qquad (12)$$

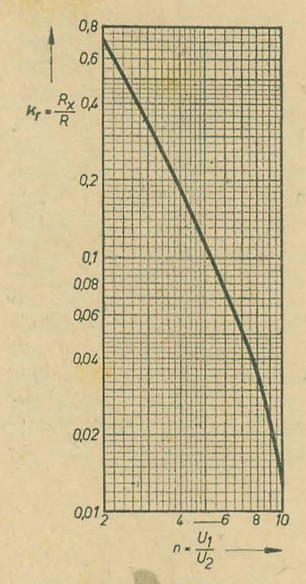


Bild 7: Widerstandsverhältnis $k_r = R_x/R$ in Abhängigkeit von der Spannungsüberhöhung

Für das oben angegebene Frequenzverhältnis $\frac{f_2}{f_1} = \frac{30}{300} = 0{,}1$ ist im Bild 7 der Wert $k_r = \frac{R_x}{R}$ als Funktion der Spannungserhöhung $n = \frac{U_1}{U_2}$ dargestellt. Den auf diese Weise gefundenen Wert von k_r hat man dann nur mit R (das ist die Größe des Widerstandes vom kalten Ende bis zum festen Abgriff, etwa ein Drittel des gesamten Potentiometerwiderstandes) zu multiplizieren, um R_x zu finden. Die Kapazität C_x der RC-Kombination ergibt sich aus der Beziehung

$$C_x = \frac{10^6}{2\sqrt{f_1 \cdot f_2} \cdot R_x(R + R_x)} = \frac{10^6}{2\pi \cdot R\sqrt{f_1 \cdot f_2} \cdot k_r(1+k)} \text{ in } \mu\text{F}. \qquad (13)$$

Setzt man für $f_1 = 300$ Hz und für $f_2 = 30$ Hz ein, so läßt sich Gleichung (13) in der einfachen Form schreiben

$$R \cdot C_x = \frac{1{,}7}{\sqrt{k_r(1 + k_r)}} \qquad (13\,a)$$

(R in kΩ, C in μF).

Dividiert man das Produkt $R \cdot C_x$ durch den bekannten Widerstand R, so findet man die erforderliche Kapazität C_x.

Beträgt der Gesamtwiderstand des Potentiometers zum Beispiel 1,3 MΩ, der Teil für das RC-Glied R = 300 kΩ und soll die Spannungsüberhöhung bei 30 Hz

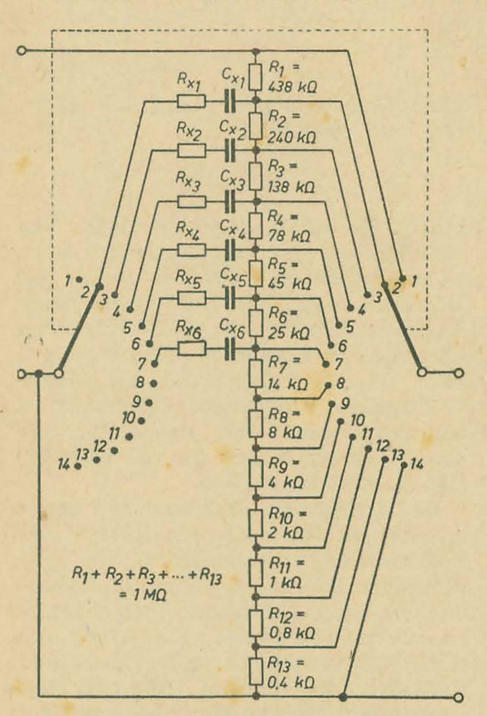


Bild 8: Vierzehnstufiger Regler für gehörrichtige Wiedergabe in den ersten sieben Stufen

gegenüber der bei 300 Hz $n = \frac{U_1}{U_2} = 4$ betragen, so findet man aus Bild 7 den Wert $k_r = 0{,}18$. Damit wird $R_x = k_r \cdot R = 0{,}18 \cdot 300 = 54$ kΩ und nach Gleichung (13a):

$$R \cdot C_x = \frac{1{,}7}{\sqrt{0{,}18 \cdot 1{,}18}} = 3{,}7.$$

Schließlich ist dann die Kapazität $C_x = \frac{3{,}7}{R} = \frac{3{,}7}{300} = 0{,}0125\ \mu\text{F} = 12{,}5$ nF.

Wesentlich wirksamer als diese einfache Baßanhebung bei heruntergeregelter Lautstärke ist ein mehrstufiger Lautstärkeregler mit frequenzabhängigen Einzelwiderständen. Bild 8 zeigt das Schaltbild eines derartigen Reglers mit insgesamt 14 Stufen, wovon die ersten 7 gehörrichtig bemessen sind. Man benötigt dazu zwei Stufenschalter, die gleichzeitig (zum Beispiel auf einer gemeinsamen Achse sitzend) betätigt werden. Die Dämpfung je Stufe beträgt 5 db, so daß man bis zu einer Lautstärke von 65 Phon heraufregeln kann. Bei dieser Maximallautstärke, die selbstverständlich die Endstufe des Verstärkers hergeben muß, ist eine akustisch richtige Wiedergabe mit Hilfe einer Gegenkopplung oder dergleichen Vorbedingung. Sind diese Voraussetzungen erfüllt, so hat man in den ersten sieben Regelstufen, also bis 35 Phon herab (entspricht etwa geflüsterter Unterhaltung) gehörrichtige Wiedergabe in bezug auf die tiefen und mittleren Frequenzen; eine Anhebung der hohen Töne im Bereich von etwa 5000 bis 15000 Hz ist mit dieser Anordnung nicht möglich.

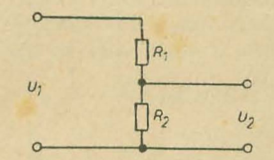


Bild 9: Logarithmische Spannungsteilung; $n = 20 \log(U_1/U_2)$ in db

Im Bild 9 ist eine einfache logarithmische Spannungsteilung skizziert; die Spannungen am Ein- und am Ausgang sollen sich um n db unterscheiden. Es gilt dann die Beziehung:

$$n_{db} = 20 \cdot \log\left(\frac{U_1}{U_2}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{R_1 + R_2}{R_2}\right) = 20 \cdot \log\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right).$$

Daraus folgt:

$$1 + \frac{R_1}{R_2} = 10^{\frac{n}{20}}, \quad \frac{R_1}{R_2} = 10^{\frac{n}{20}} - 1. \qquad (14)$$

Soll die Dämpfung 20 db betragen, so ist

$$\frac{R_1}{R_2} = 10^1 - 1 = 9, \quad R_1 = 9 \cdot R_2.$$

In der Tabelle 1 sind alle zum Aufbau des Reglers notwendigen Angaben enthalten. Neben den Regelstufen (1 bis 14) und der Lautstärke in Phon in den ersten beiden Spalten ist die den Kurven gleicher Lautstärke entnommene Ohrempfindlichkeit bei 30 und 300 Hz angegeben (Spalte 3). In Spalte 4 ist die Ohrempfindlichkeit bei 300 Hz nach Ausgleich bei voller Lautstärke (Anhebung der Tiefen um 16 db durch Gegenkopplung im Verstärker) eingetragen. Spalte 5 enthält das erforderliche Dämpfungsmaß der einzelnen Stufen in db von Null beginnend als Differenz gegen 87 db für 30 und 300 Hz; der Dämpfungsunterschied Δ zwischen diesen beiden Frequenzen als Grundlage der im Regler für die Anhebung der Tiefen notwendige Entzerrung ist in Spalte 6 vermerkt. In Spalte 7 ist die Umrechnung des logarithmischen Verhältnisses in die lineare Spannungserhöhung $n = U_1/U_2 = 10^{\frac{\Delta}{20}}$ vorgenommen. Mittels der Kurve im Bild 7 sind die Angaben der achten und zwölften Spalte bestimmt worden. In Spalte 9 sind die Einzelwiderstände R_1, R_2 bis R_{13} eines gewöhnlichen logarithmisch unterteilten Potentiometers nach Gleichung (14) ausgerechnet und in Spalte 10 die Summe R_{ges} der jeweils geschalteten Einzelwiderstände aufgeführt. Die Werte für die Widerstände R_{x1}, R_{x2} bis R_{x6} nach der Gleichung $R_x = k_r \cdot R_{ges}$ findet man in Spalte 11 und schließlich in Spalte 13 die erforderliche Kapazität C_x als Quotienten der Angaben aus den Spalten 12 und 10. Um sich ein Bild von der Wirkungsweise des Reglers (Bild 8) machen zu können, ist der Frequenzgang am Reglerausgang mit Hilfe der Beziehung für den Scheinwiderstand Z in Abhängigkeit von der Frequenz berechnet worden.

Tabelle 1

1	2	3		4	5		6	7	8	9	10	11	12	13
Stufe	Lautstärke (Phon)	Ohrempfindlichkeit in db bei		Nach Ausgleich + 16 db	Dämpfung in db bei		Differenz Δ in db zwischen 30 und 300 Hz	$n = \frac{U_1}{U_2} = 10^{\frac{\Delta}{20}}$ (abgerundet)	$kr = \frac{R_x}{R}$	R_v ($v =$ 1 bis 13) in kΩ	R_{ges} in MΩ (abgerundet)	$R_{x,v}$ ($v =$ 1 bis 6) in kΩ	$C_x \cdot R_{ges}$ in μF · kΩ	$C_x = \frac{C_x \cdot R_{ges}}{R_{ges}}$ in μF (abgerundet)
		$f_2 =$ 30 Hz	$f_1 =$ 300 Hz	$f_1 =$ 300 Hz	30 Hz	300 Hz								
1	65	87	71	87	0	0	0	1	∞	—	0,00	—	—	—
2	60	85	63	79	2	8	6	2	0,73	438	0,438	320	9,3	0,02
3	55	84	59	75	3	12	9	2,8	0,38	246	0,684	260	14,5	0,02
4	50	83	55	71	4	16	12	4	0,18	138	0,822	147	22,7	0,03
5	45	82	52	68	5	19	14	5	0,11	78	0,900	100	30,0	0,03
6	40	81	49	65	6	22	16	6,3	0,06	45	0,945	57	44,6	0,05
7	35	80	45	61	7	26	19	8,9	0,01	25	0,97	10	98,2	0,10
8	30	78	40	56	9	31	22	12,6	—	14	0,984			
9	25	76	36	52	11	35	24	15,8	—	8	0,992			
10	20	73	33	49	14	38	24	15,8	—	4	0,996			
11	15	71	29	45	16	42	26	20	—	2	0,998			
12	10	69	25	41	18	46	28	25,1	—	1	0,999			
13	5	66	20	36	21	51	30	31,6	—	0,8	0,999			
14	0	63	15	31	24	56	32	40	—	0,4	1,000			
										Σ1000,2 kΩ				

$$|Z| = R\frac{\sqrt{[1+\omega^2 C_x^2 R_x(R_{ges}+R_x)]^2+(\omega C_x R_{ges})^2}}{1+\omega^2 C_x^2(R_{ges}+R_x)^2}. \quad (15)$$

Die Kurven für 60, 50 und 35 Phon zeigt Bild 10, die 70-Phon-Kurve ist dabei durch Maßnahmen im Verstärker, wie bereits erwähnt, linearisiert worden. Die Übereinstimmung der Kurven für 60, 50 und 35 Phon mit den entsprechenden Kurven gleicher Lautstärke ist im Bereich der tiefen und mittleren Frequenzen ausreichend.

Bild 10: Amplitudenkurven verschiedener Lautstärken von einem Verstärker mit einem Regler nach Bild 8

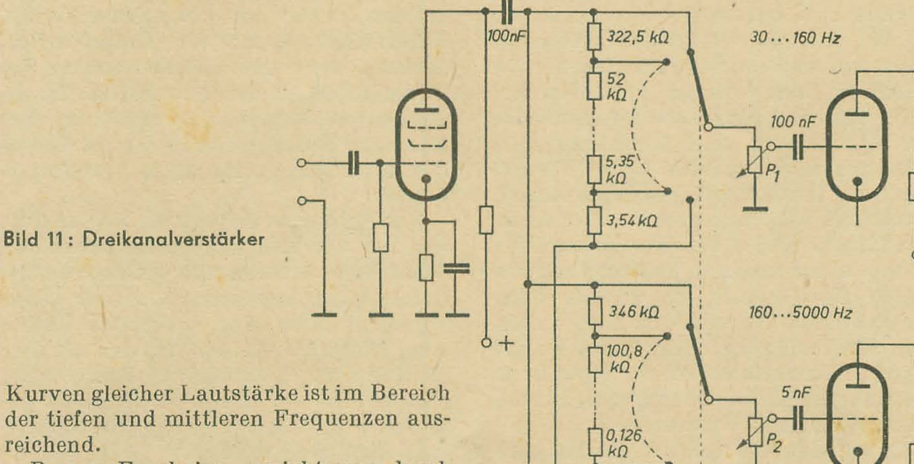


Bild 11: Dreikanalverstärker

Bessere Ergebnisse erreicht man durch einen Mehrkanalverstärker nach Bild 11 mit getrennten Kanälen für die tiefen, mittleren und hohen Frequenzen. Das gesamte Frequenzband wird durch elektrische Weichen in einen Hoch-, einen Mittel- und einen Tieftonkanal aufgeteilt, in denen die einzelnen Bänder unabhängig voneinander verstärkt werden. Durch Verstärkungsregelung der einzelnen Kanäle läßt sich die gewünschte Anhebung der Tiefen und Höhen bei herabgeregelter Gesamtlautstärke erreichen. Die Frequenzbänder werden dann vor der Endstufe wieder zusammengeführt oder erhalten sogar getrennte Endverstärker mit entsprechenden Hoch- und Tieftonlautsprechern. Gegen das Mehrkanalprinzip spricht — das soll nicht verschwiegen werden — die Überlegung, daß unter Umständen der gleiche Ton in den verschiedenen Kanälen zwangsläufig verschiedene Phasendrehungen erhält, die im ungünstigsten Fall sogar zum Auslöschen dieses Tones am Verstärkerausgang führen können. Bei der Einkanalverstärkung treten zwar auch Phasenverschiebungen auf, jedoch nur zwischen Tönen verschiedener Frequenz; der einzelne Ton wird dadurch nicht beeinflußt.

Beim Aufteilen der einzelnen Kanäle ist zunächst ein Bezugspunkt festzulegen, für den die Angleichung an die Lautstärke der anderen Kanäle zu erfolgen hat. Als Bezugslinie wählt man für jeden Kanal zweckmäßig die geometrische Mitte zwischen je zwei Kanalbegrenzungen; denn für logarithmische Abszissen ist das geometrische Mittel:

$$\sqrt{10^a \cdot 10^b} = \sqrt{10^{(a+b)}} = 10^{\frac{a+b}{2}},$$

das heißt, das geometrische Mittel im logarithmischen Maßstab wird zum arithmetischen Mittel für lineare Verhältnisse. Sind also zum Beispiel für einen Dreikanalverstärker die Bandbreiten der einzelnen Kanäle

30 bis 160 Hz, 160 bis 5000 Hz, 5000 bis 15000 Hz,

so ergeben sich die mittleren Bezugslinien zu:

$$f_{u,m} = \sqrt{30 \cdot 160} \approx 70 \text{ Hz},$$
$$f_{m,m} = \sqrt{160 \cdot 5000} \approx 900 \text{ Hz},$$
$$f_{o,m} = \sqrt{5000 \cdot 15000} \approx 8700 \text{ Hz}.$$

Für den im Bild 11 gezeigten Dreikanalverstärker mit zehnstufigen Reglern ergeben sich für die drei Potentiometer Widerstandswerte nach Tabelle 2.

Der Gesamtwiderstand R_{ges} jedes der drei Einzelregler beträgt etwa 0,5 MΩ, so daß der resultierende Eingangswiderstand $\frac{0,5}{3} \approx 0,17$ MΩ ist. Will man einen anderen Wert von R_{ges} wählen, so braucht man die Einzelwiderstände R nur mit der Verhältniszahl zu multiplizieren, mit der man R_{ges} vergrößert (oder verkleinert) hat. Von jedem der drei Kanalregler gelangt die dem jeweiligen Frequenzbereich entsprechende Niederfrequenz über eines der drei Potentiometer (P_1, P_2 und P_3) zum Gitter des zugehörigen Kanalverstärkers. Die Potentiometer sind erforderlich, um die Grundeinstellung der drei Kanäle bei voller Lautstärke, etwa 80 bis 90 Phon vorzunehmen, was am zuverlässigsten durch eine Schalldruckmessung

erfolgen kann, notfalls aber auch nach dem Gehör.

Zum Schluß noch einige Bemerkungen zur praktischen Ausführung eines Mehrkanalverstärkers. Alle Stufenschalter werden auf eine gemeinsame Achse gesetzt, gegeneinander und nach außen gut abgeschirmt. Für die hohen Widerstandswerte verwendet man Schichtwiderstände, für die kleinen drahtgewickelte. Dabei spielen Abweichungen von 10% keine große Rolle. Die Kopplungskondensatoren sind folgendermaßen abzustufen: für den Tieftonkanal etwa 100 nF, für den Mitteltonkanal 10 nF und für den Hochtonkanal 0,5 nF.

Tabelle 2

Lautstärke in Phon	Stufe	Tief 30 bis 160 Hz		Mittel 160 bis 5000 Hz		Hoch 5000 bis 15000 Hz	
		Dämpf. (db)	R (Ω)	Dämpf. (db)	R (Ω)	Dämpf. (db)	R (Ω)
90	1	0	—	0	—	0	—
80	2	9	322500	10	346000	10	346000
70	3	12	52000	20	100800	18	95300
60	4	15	36800	30	34600	27	40500
50	5	21	44300	40	10080	37	15300
40	6	26	19450	50	3460	47	4830
30	7	30	9250	60	1008	59	1670
20	8	35	6930	70	346	70	404
10	9	43	5350	86	126	86	126
0	10	∞	3540	∞	25	∞	25

Elektronische Fernsprechvermittlungen

Die Anwendung der Elektronik schafft die Möglichkeit, noch besser, noch schneller und noch rationeller arbeiten zu können. Sie hilft uns weiter auf dem Weg zur Steigerung der Produktivität der Betriebe und zur Verbesserung der Qualität ihrer Erzeugnisse. Die Elektronik ist also ein wichtiger Faktor bei der Schaffung einer neuzeitlichen Technik und der Erfüllung der Forderung des 25. Plenums des ZK der SED nach Modernisierung, Mechanisierung und Automatisierung unserer Industrie.

Aus der Menge der Beispiele für den Einsatz der Elektronik seien nur die Anwendung in der Medizin, in der Landwirtschaft, bei der Verarbeitung von metallischen und nichtmetallischen Werkstoffen, im Maschinenbau, in der Steuer- und Regeltechnik, in der Meßtechnik und in ganz besonderem Maße in der drahtlosen und drahtgebundenen Nachrichtentechnik genannt.

Da die technischen und betrieblichen Anforderungen an die Fernsprechvermittlungstechnik stark angestiegen sind, wurden Vermittlungssysteme geschaffen, die durch Einsatz neuzeitlicher elektromechanischer Bauelemente wie Motorwähler und Koordinatenschalter den derzeitigen Bedingungen im wesentlichen genügen. Jedoch ist bereits heute zu erkennen, daß der gegenwärtige Entwicklungsstand schon in naher Zukunft nicht mehr befriedigen wird.

In den verschiedenen elektromechanischen Systemen der Wählerautomatik werden durchweg elektromechanische Bauteile, wie Dreh- und Hebdrehwähler mit Schrittschaltern oder Motorwähler und zahlreiche Relais mit vielen Kontaktsätzen zum Aufbau einer Fernsprechverbindung verwendet. Alle diese Bauteile benötigen zum Betrieb eine beachtliche Energie, und die Kontakte unterliegen einer raschen Abnutzung. Allein der Ausfall eines Kontaktpaares führt zu Fehlverbindungen im Fernsprechverkehr und kann außerdem die Wicklungen der zugehörigen Relais durch Überlastung zerstören. Die Fernsprechzentralen bedürfen deshalb einer ständigen Wartung, und die Instandhaltung verursacht laufend erhebliche Kosten. Hinzu kommt die Unzulänglichkeit des Kontaktmaterials. Bei unedlen Metallkontakten ändert sich beispielsweise der Übergangswiderstand sprunghaft, während Edelmetallkontakte wiederum sehr empfindlich gegen Staub und Schmutz sind. Bei dem Aufbau einer Verbindung über eine größere Anzahl von Vermittlungsstellen werden viele Kontakte betätigt. Diese verursachen einen wesentlichen Teil der Störspannung, mit der die Verbindung behaftet ist, so daß die Gespräche durch mehr oder weniger laute Geräusche gestört werden. In der elektronischen Vermittlungstechnik führen elektronische Bauteile sämtliche Schaltvorgänge ohne mechanische Bewegung aus. Übergangswiderstände, wie sie bei elektromechanischen Kontakten auftreten, sind im elektronischen Bauteil praktisch nicht vorhanden. Man erreicht daher ein dämpfungsloses Durchschalten der Sprechadern und kann sehr hohe Schaltleistungen erzielen. Durch Verwendung von Verstärkerröhren lassen sich die Gespräche über unbegrenzte Entfernungen führen. Außer den Verstärkerröhren stehen unter anderem folgende elektronische Bauelemente, die in der Fernsprechtechnik Verwendung finden können, zur Verfügung: Zählröhren, Schaltröhren, Stromtore oder Thyratrons, Glimm- oder Kaltkatodenröhren, Dioden, Transistoren und Varistoren.

Es war nun die Aufgabe der Entwicklung, die elektronischen Bauelemente als Schaltmittel in die Vermittlungstechnik so einzuordnen, daß ein zuverlässig und wirtschaftlich arbeitendes System gefunden wird, das mit einem Minimum an Material ein Maximum an Leistung erreicht.

Schon im Jahre 1950 wurde in der Deutschen Demokratischen Republik damit begonnen, den Einsatz elektronischer Bauelemente, wie Varistoren, Transistoren, Kaltkatodenröhren und Dioden, in der Fernsprechvermittlungstechnik in Erwägung zu ziehen. In der anläßlich der 3. Parteikonferenz der SED in der Sporthalle in der Stalinallee, Berlin, veranstalteten Ausstellung wurde ein im Zentrallaboratorium für Fernmeldetechnik, Berlin, entwickeltes Studienmodell einer elektronischen Fernsprechvermittlung gezeigt und von seinem Entwickler, Ing. Rumpf, im Betrieb vorgeführt.

Die Anlage enthält keine elektromechanischen Bauteile wie Wähler, Relais oder dergleichen. Es werden ausschließlich elektronische Bauelemente verwendet. Da das elektronische Schalten völlig geräusch- und trägheitslos vor sich geht, erfolgt das Durchschalten einer Verbindung lautlos und in kürzester Zeit. Auch die Impulse für die Rufwiederholung und das Besetztzeichen werden elektronisch erzeugt. Die Steuerung des Verbindungsaufbaus erfolgt im wesentlichen durch Kaltkatodenröhren; die Gesprächsverbindung wird über Diodenstrecken im Koordinatenfeld durchgeschaltet. Zu erwähnen wäre noch, daß sämtliche verwendeten Bauelemente in der Deutschen Demokratischen Republik produziert werden.

Das Studienmodell soll die bei der Auswertung der Literatur gesammelten Erkenntnisse vertiefen und gleichzeitig die Resultate eigener grundsätzlicher Überlegungen durch eine praktische Erprobung überprüfen helfen. Aus den mit dem Studienmodell gesammelten Erfahrungen heraus wird ein neues, elektronisch gesteuertes System der Fernsprechvermittlung entwickelt werden.

Das Titelbild dieses Heftes zeigt das Studienmodell in der Deutschen Sporthalle. Die oberen Röhrengruppen enthalten u. a. die Ruf- und Besetztzeichengeber; der Aufbau der Verbindung erfolgt über die weiter unten sichtbaren Zählröhren und das etwa in der Mitte befindliche Koordinatenfeld mit den Kaltkatodenröhren. *heku*

Literatur

Information des Zentrallaboratoriums für Fernmeldetechnik, Berlin.

HANS SUTANER

Netzwerke für getrennte Höhen- und Tiefenregelung

In den Jahren vor 1935, als man die Gegenkopplung und ihre entzerrende Wirkung noch nicht kannte, wurden einfache Tonregler in die Rundfunkempfänger und -verstärker eingebaut, mit denen sich die Klangfarbe beeinflussen ließ. Diese Tonblenden bestanden lediglich aus einem Festkondensator und einem veränderbaren Widerstand. Sie wurden vorwiegend zwischen Anode und Chassis (Bild 1), manchmal auch zwischen Gitter und Chassis (Bild 2) einer NF-Vorröhre oder der Endröhre geschaltet. In NF-Vorstufen verwendete man auch einen Festwiderstand und regelte die Tonlage mit einem Drehkondensator, weil hier kleinere Kapazitäten ausreichten. In einfacheren Geräten verzichtete man auf eine stufenlose Regelung und begnügte sich mit festen Werten, das heißt, durch einen Stufenschalter wurden nacheinander verschiedene Festkapazitäten in Serie mit einem festen Widerstand oder umgekehrt verschiedene Festwiderstände in Reihe mit einem Festkondensator geschaltet, so daß man die Klangfarbe in einigen Stufen verändern konnte.

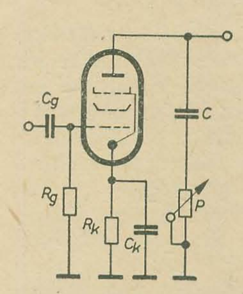


Bild 1: Einfache Tonblende zwischen Anode und Chassis einer NF-Röhre

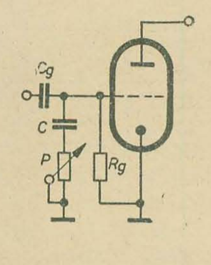


Bild 2: Einfacher Klangregler zwischen Gitter und Chassis einer NF-Röhre

Durch alle diese Tonblenden ließen sich jedoch nur die hohen Töne schwächen, das heißt aus dem Übertragungskanal zum Chassis ableiten. Die Klangfarbe konnte also nur verdunkelt, aber nicht aufgehellt werden.

Untersuchungen über die Empfindlichkeit des menschlichen Ohres und die Aufstellung von Hörkurven gleicher Lautstärke ergaben jedoch, daß unser Gehör die Frequenzen von 1000 bis 4000 Hz besonders gut aufnimmt. Dagegen sind erheblich größere Schalldrücke sowohl nach tieferen als auch nach höheren Frequenzen zu erforderlich, damit wir diese mit gleicher subjektiver Lautstärke wie die mittleren Tonlagen hören. Eine gehörmäßig gute Klangqualität wird demnach erst erreicht, wenn der Frequenzgang des Rundfunkgeräts dem Empfindlichkeitsverlauf unseres Ohres entspricht. Es müssen also Tiefen und Höhen angehoben bzw. die mittleren Tonlagen geschwächt werden.

Die Gegenkopplung ist hierzu ein gutes Mittel, und moderne Empfänger strahlen heute durch entsprechende Gegenkopplungen im Gerät ein gut abgewogenes Klangbild ab. Um dieses dem subjektiven Empfinden des Hörers anpassen zu können, sind regelbare Glieder vorgesehen, die man als Höhen- bzw. Tiefenregler, als Entzerrer (obgleich sie eigentlich verzerren) oder mit dem Sammelnamen Klangregister bzw. Tonregister bezeichnet.

In Rundfunkempfängern sind zahlreiche Varianten derartiger Klangregister zu finden, die meist untrennbar verbunden sind mit der gesamten Empfängerschaltung, den verwendeten Bauelementen — vor allem den Lautsprechern —, mit dem Gehäuse und der vorgesehenen Gegenkopplung. Wir wollen daher nur auf solche Klangregister näher eingehen, die eine geschlossene Einheit bilden und sich nachträglich in eine Empfängerschaltung einfügen oder einem Verstärker vorsetzen lassen.

Alle Entzerrer weisen heute zwei getrennte Kanäle auf, einen für die Höhen, den anderen für die Tiefen. Diese Kanäle verlaufen zunächst parallel und vereinigen sich dann zu einem Übertragungskanal. (Hintereinandergeschaltete Höhen- und Tiefenregler werden nicht mehr verwendet, weil es dann nicht gelingt, die Höhen ausreichend anzuheben.) Wir können drei Hauptarten unterscheiden:

1. Klangregister mit regelbaren einfachen Hoch- und Tiefpässen,
2. Klangregister mit regelbaren Gegenkopplungskanälen für die Höhen und Tiefen und
3. Klangregister mit Phasendrehern.

Bemerkt sei schließlich noch, daß alle beschriebenen Schaltungen zur Verstärkung nichts oder nur wenig beitragen, so daß der nachgeschaltete Niederfrequenzteil die erforderliche Verstärkung aufzubringen hat.

Klangregister mit regelbaren Hoch- und Tiefpässen

Bild 3 zeigt eine einfache Schaltung, die für Kristalltonabnehmer geeignet ist [1]. Soll sie hinter Dioden eingesetzt werden, dann ist im Eingang noch ein Trennkondensator von 25 nF zweckmäßig. Der von der Eingangswechselspannung $\mathfrak{U}_e$ getriebene tonfrequente Strom teilt sich in zwei parallel geschaltete Kanäle, in denen zunächst die Hochohmwiderstände R_1 und R_2 liegen, um Rückwirkungen zu vermeiden. Die Tonfrequenz teilt sich auf die beiden Wege R_1, C_1, P_1 und R_2, P_2. R_1 und R_2 bewirken einen hohen Eingangswiderstand.

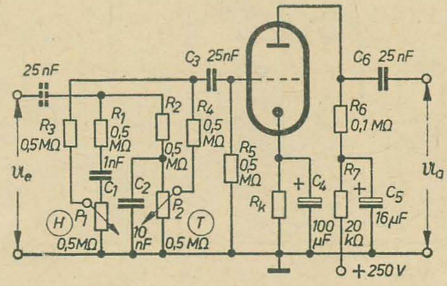


Bild 3: Einfaches Zweikanal-Klangregister mit einer Triode

Der Weg R_1 C_1 P_1 wirkt als Hochpaß, indem der Kondensator C_1 mit seinem frequenzabhängigen Scheinwiderstand, der nach den hohen Tonlagen hin immer mehr abnimmt, vorwiegend die Höhen durchläßt, die Mittellagen bereits schwächt und die tiefen Töne sperrt. Der gewünschte Spannungspegel kann am Potentiometer P_1 stufenlos abgegriffen werden.

Im unteren Kanal R_2, P_2 fließen dagegen die höherfrequenten Wechselströme über den Kondensator C_2 zum Chassis ab, und nur die tiefen Tonlagen gelangen an P_2. Mit dessen Schleifer kann hier der gewünschte Spannungspegel für die tiefen Töne eingestellt werden. R_3 und R_4 sind Trennwiderstände für die beiden Ausgänge, die sich an C_3 vereinigen. Das Klanggemisch beider Kanäle wird dem Gitter der nachgeschalteten Triode zugeführt, die in normaler RC-Kopplung arbeitet. Ihre Spannungsverstärkung gleicht den durch das vorgeschaltete Netzwerk verursachten Verstärkungsverlust nicht völlig aus. Alle Verstärkerröhren, die zur Widerstandskopplung geeignet sind, lassen sich verwenden. Der Wert von R_k muß dem benutzten Röhrentyp angepaßt sein.

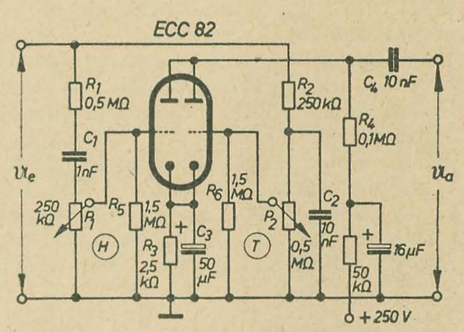


Bild 4: Durch eine Doppeltriode kann eine bessere Trennung der beiden Kanäle zur Anhebung der Tiefen und der Höhen erreicht werden

Eine rückwirkungsfreiere Trennung des Hoch- und Tieftonkanals wird nach der Schaltung Bild 4 erreicht, die im Eingang in gleicher Weise wie die Schaltung nach Bild 3 aufgebaut ist.

Etwas anders bemessen sind die Widerstandswerte, so daß die Tiefen besser angehoben werden. Die Schleifer der beiden Potentiometer (P_1 und P_2) sind an je ein Gitter der beiden Triodensysteme der modernen Doppelröhre ECC 82 geführt. Damit Kratzgeräusche beim Betätigen der Schleifer nicht hörbar werden, sieht man zweckmäßig die eingezeichneten Ableitwiderstände R_5 und R_6 vor. Die Anoden der beiden Triodensysteme sind parallel geschaltet und besitzen einen gemeinsamen Anodenwiderstand R_4. C_4 ist der Gitterkondensator der nächsten NF-Vorröhre. An Stelle der genannten Doppeltriode können selbstverständlich auch

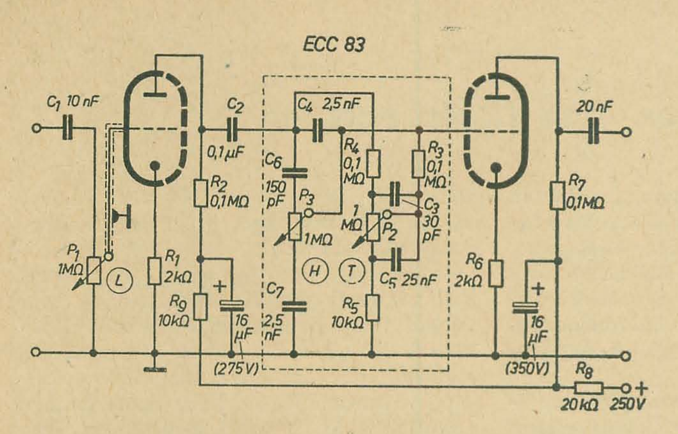


Bild 5: Zweikanal-Klangregister mit Lautstärkeregler im Eingang und Anordnung des Entzerrernetzwerkes zwischen den Systemen der Doppeltriode ECC 83. Hochohmiger Ausgang

Bild 6: Verlauf der Höhen- und Tiefen-Entzerrung in den beiderseitigen Endstellungen der Regler nach Schaltung Bild 5

andere Doppeltrioden oder zwei einzelne Röhren verwendet werden. R_3 ist dann den benutzten Röhrentypen anzupassen.

Die Schaltung Bild 5 [2] ist mit der speziell für Niederfrequenzverstärkung entwickelten ECC 83 bestückt, deren Systeme sich durch einen großen Verstärkungsfaktor ($\mu = 100$) auszeichnen und sparsam in bezug auf den Anodenstromverbrauch sind. Das erste Triodensystem dient als Widerstandsverstärker. Der Eingang ist hochohmig und mit einem Lautstärkeregler (P_1) versehen. Das Netzwerk für die Höhen- und Tiefenanhebung ist zwischen die beiden Röhrensysteme geschaltet. Je weiter der Schleifer des Drehspannungsteilers P_2 nach oben gedreht wird, desto mehr wird C_4 überbrückt und desto ungehinderter fließen die Wechselströme höherer Frequenzen über C_5 und R_5 zum Chassis ab. Die Höhen können durch P_3 entsprechend angehoben werden. Die Glieder C_6, P_3 und C_7 bilden einen frequenzabhängigen Spannungsteiler. Über die kleine Kapazität C_3 gelangen die höchsten Töne ungeschwächt an das Gitter des zweiten Systems. Der Ausgang des zweiten Triodensystems ist wiederum hochohmig.

Die Katodenwiderstände (R_1 und R_6) beider Systeme sind kapazitiv nicht überbrückt, so daß eine Stromgegenkopplung zustande kommt, die den Klirrfaktor des Klangregisters erheblich herabsetzt. Bild 6 zeigt den Pegelverlauf in db und Spannungswerten des Klangregisters in Abhängigkeit von der Frequenz in den beiderseitigen Endstellungen (Anhebung und Schwächung) der zwei Potentiometer (P_2 und P_3). Aus dem Diagramm ist zu ersehen, daß die Anhebung bzw. Absenkung 20 db erreicht.

Beim Aufbau ist zu empfehlen, das Doppelpotentiometer mit ausreichend langer Doppelachse zu beziehen und unmittelbar neben der Röhre (z. B. nach Bild 7) anzuordnen, damit die Leitungen zum Gitter g_{II} extrem kurz ausfallen. Wenn nötig, muß man das gesamte Klangregister abschirmen. Vor dem Aufbau sollte man sich die Anordnung der einzelnen Bauelemente genau überlegen und deshalb eine kleine Lageskizze anfertigen. Die Gitterleitung von P_1 zum Gitter g_I wird wohl stets abzuschirmen sein. Um die Höhen nicht zu schwächen, empfiehlt es sich, diese Verbindung in kapazitätsarmer abgeschirmter Leitung zu verlegen.

Im Bild 8 ist ein Klangregister wiedergegeben [3], dessen erste Stufe als Anodenbasisverstärker arbeitet. R_3 dient als Arbeitswiderstand, an R_2 wird die Gittervorspannung für das Gitter abgegriffen. Im übrigen ist das Netzwerk ähnlich wie das der vorbeschriebenen Schaltung mit zwei parallel geschalteten Kanälen aufgebaut. Durch die unüberbrückten Katodenwiderstände in beiden Stufen wird ein geringer Klirrfaktor erzielt.

Bild 7: So kann man die Röhrenfassung der ECC 83 neben einem Doppelpotentiometer anordnen, damit die kritischen Leitungen zum Gitter g_{II} der ECC 83 kurz ausfallen

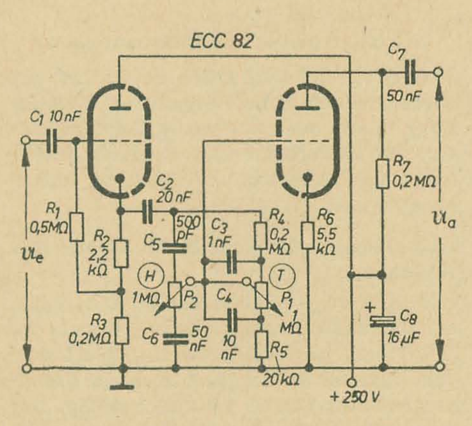


Bild 8: Klangregister mit Anodenbasisschaltung des ersten Triodensystems der ECC 82

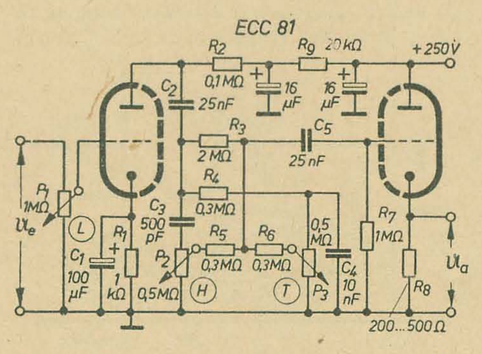


Bild 9: Klangregister mit wenig störungsanfälligem, niederohmigem Ausgang

Bild 9 zeigt die Schaltung eines Klangregisters [4], dessen Eingang und Netzwerk ähnlich wie die Schaltung nach Bild 8 dimensioniert sind, aber dessen Ausgang niederohmig gehalten ist. Die Ausgangswechselspannung $\mathfrak{U}_a$ wird hier nicht an dem Anodenwiderstand des zweiten Triodensystems, sondern am Katodenwiderstand R_8 abgenommen (Anodenbasisschaltung). Ist ein Plattenspieler räumlich getrennt vom Verstärker aufgestellt, und besitzt der Verstärker einen niederohmigen Eingang, so kann man dieses Klangregister im Plattenspieler unterbringen. Die niederohmige Verbindungsleitung zwischen Klangregister und Verstärker ist wenig störanfällig, so daß ein Abschirmen meist nicht notwendig wird.

Klangregister mit regelbaren Gegenkopplungskanälen für die Höhen und Tiefen

Eine besonders einfache Schaltung [1] dieser Art ist im Bild 10 wiedergegeben, und zwar ist der Katodenwiderstand der verwendeten NF-Verstärkerröhre in einen Festwiderstand und zwei parallel geschaltete Potentiometer aufgeteilt. Geregelt wird also niederohmig im Katodenkreis. R_1, P_1, P_2 müssen einen Gesamtwiderstand aufweisen, der dem benötigten Gleichstromwert des Katodenwiderstandes für die verwendete Triode entspricht. Je nach der Schleiferstellung von P_1 werden die hohen Frequenzen über C_1 mehr oder weniger zum Chassis abgeleitet. Der Kondensator C_2 ist mindestens mit 1 μF zu wählen, damit er die tiefen Töne möglichst ungehindert durchläßt. Er ist als Gleichstromsperre nötig, sonst würde die Eisendrossel L den Gleichstromwiderstand der Katodenkombination beeinflussen. Der Scheinwiderstand von L sinkt mit abnehmender Frequenz, so daß P_2 als Tiefenregler arbeitet. Man muß allerdings darauf achten, daß die Resonanzfrequenz von C_2 und L tief genug liegt. Wählt man z. B. L mit 10 H und C_2 mit 1 μF (Werte, die sich leicht verwirklichen lassen), dann liegt die Resonanzfrequenz bei 50 Hz.

Die tiefen Frequenzen werden also durch den Schleifer von P_2 wirkungsvoll aus dem Gegenkopplungskanal zum Chassis abgeleitet. Die Schaltung eignet sich besonders gut zum Experimentieren und läßt sich in jede Empfänger- oder Verstärkerschaltung einfügen, sofern diese keine frequenzabhängige Gegenkopplung aufweist.

Die besonders hochwertige Schaltung eines gegengekoppelten Klangregisters zeigt Bild 11. Der hochohmige Eingang der Schaltung ist ähnlich wie im Bild 8 aufgebaut [5]. Die erste Stufe arbeitet mit fester Stromgegenkopplung wegen des nicht überbrückten Katodenwiderstandes ($R_2 + R_3$). Über C_8 werden die tonfrequenten Wechselströme von der Katode des Eingangssystems abgenommen und teilen sich in zwei Gegenkopplungskanäle. P_2 ist mit einem Mittelabgriff versehen. Je mehr der Schleifer des Potentiometers diesem Abgriff genähert wird, desto mehr werden die hohen Frequenzen über C_5 dem Anodenkreis der zweiten Stufe entzogen (Prinzip der einfachen Tonblende nach Bild 1). Gleitet der

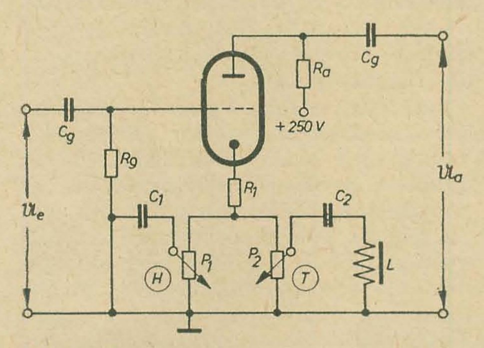


Bild 10: Einfaches Klangregister mit zwei Gegenkopplungskanälen in der Katodenleitung einer NF-Triode, zum Experimentieren geeignet

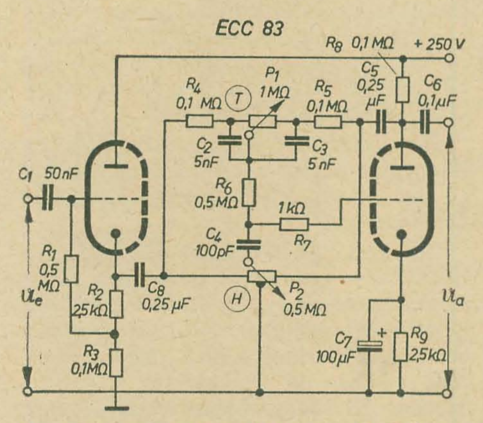
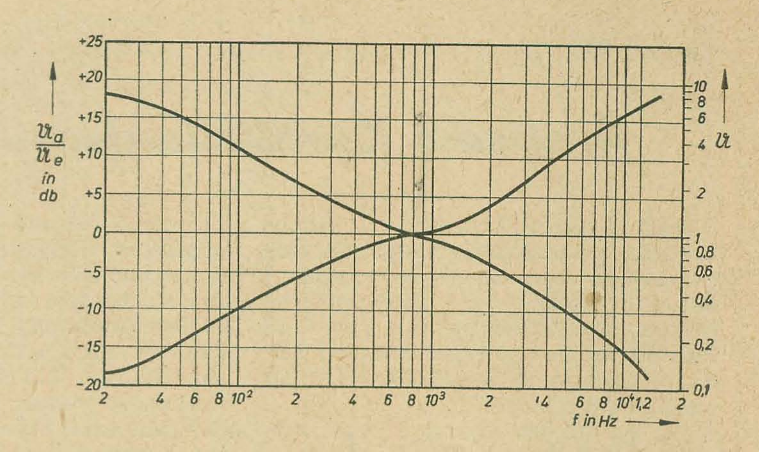


Bild 11: Hochwertiger Höhen- und Tiefenentzerrer mit zwei Gegenkopplungskanälen

Schleifer von P_2 weiter nach links, dann gelangen jedoch vorwiegend die von C_4 durchgelassenen hohen Frequenzen an das Gitter des zweiten Systems, während die Gegenkopplung über C_5 entsprechend schwächer wird.

P_1 ist für die mittleren und höheren Töne durch C_2 und C_3 gewissermaßen überbrückt, so daß sich die Gegenkopplung über C_5, R_5, C_3 und R_6 auf das Gitter des zweiten Systems für diese Tonlagen auswirken kann. Wird C_3 durch Rechts-

Bild 12: Entzerrerkurven für die beiderseitigen Endstellungen der Regler nach Schaltung Bild 11 in Abhängigkeit von der Frequenz



drehen des Schleifers von P_1 mehr oder weniger überbrückt, so werden die mittleren und tiefen Tonlagen entsprechend geschwächt. Dreht man diesen Potentiometerschleifer dagegen nach links, dann wird der Gegenkopplungskanal den Tiefen allmählich versperrt, die Tiefen werden angehoben.

Durch richtiges Bemessen der Entkopplungsglieder R_4, R_5 und R_6 gelingt es, daß in einer bestimmten Stellung beider Potentiometerschleifer alle Frequenzen gleichmäßig durchgelassen werden. Die Entzerrerkurven der Schaltung, bezogen auf die beiderseitigen Endstellungen der Potentiometerschleifer, sind im Diagramm (Bild 12) veranschaulicht. Der Klirrfaktor ist bei einer Ausgangswechselspannung von $\mathfrak{U}_a = 5$ V konstant bei jeder Schleiferstellung $\leq 5^0/_{00}$.

Klangregister mit Phasendrehern

In den vorbeschriebenen Schaltungen durchlaufen die Wechselströme die beiden Kanäle für die Höhen- und Tiefenregelung stets in angenähert gleicher Phase. Die Schaltung (Bild 13) ist dagegen grundlegend anders aufgebaut [1]. Das Potentiometer P_1 stellt den Katodenwiderstand des Eingangssystems der ECC 83 dar. Gleichen Ohmwert besitzt das als Arbeitswiderstand im Anodenkreis dienende Potentiometer P_2. Die an seinem Schleifer auftretenden tonfrequenten Wechselströme sind also um 180° verschoben gegen die am Schleifer von P_1. Die sich an P_1 anschließende Siebkette (C_4, C_5, R_5, R_6, R_7) ist als Tiefpaß ausgelegt, während C_2, C_3, R_3 und R_4 einen Hochpaß bilden.

Nur in Frequenz und Amplitude unterschiedliche Wechselspannungen beeinflussen das Gitter des zweiten Triodensystems. Gelangen über beide Kanäle Schwingungen gleicher Frequenz und Amplitude an g_{II}, dann heben sie sich restlos auf, sie werden ausgelöscht! Hierauf beruht das Prinzip dieses Klangregisters.

Zusammenfassung

Klangregister können auch nachträglich in Empfänger und Verstärker eingebaut werden, wenn diese keine frequenzabhängigen Gegenkopplungen aufweisen, die sich auf NF-Vorstufen erstrecken. Vorteilhaft enthalten diese Entzerrer zwei parallel geschaltete Kanäle, einen

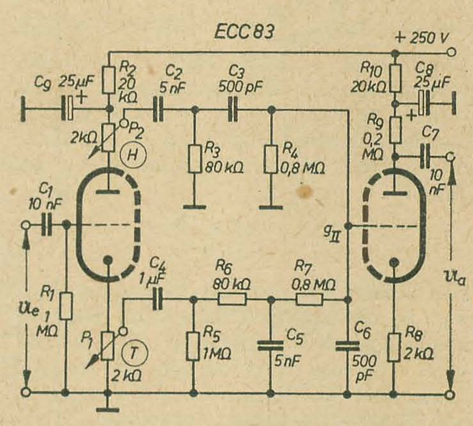


Bild 13: Klangregelung durch Phasendrehung

für die Anhebung der Tiefen, den anderen zum Anheben der Höhen.

Die Tiefen und Höhen können nur durch Schwächen der mittleren Tonlagen angehoben werden. Dies ermöglichen einfache Hoch- und Tiefpässe, frequenzabhängige Gegenkopplungen oder Phasendreher, die sämtlich regelbar bemessen werden.

Zur Verstärkung tragen derartige Klangregister nichts oder nur wenig bei. Der nachfolgende NF-Verstärker ist demnach wie allgemein üblich auszulegen.

Literatur

[1] Dr. A. Renardy, Zweikanal-Tonregisterstufen, Radio-Magazin 8/1955, S. 246.
[2] Fritz Kühne, Zum Entwurf und Bau von Hi-Fi-Anlagen, Funkschau 1/1956 S. 12.
[3] Dr. A. Renardy, Tonregisterstufe zum nachträglichen Einbau, Radio-Magazin 4/1955, S. 114.
[4] Jürgen Gutmann, Niederohmige Verstärkereingänge in Gitterbasisschaltung, Radio-Magazin 10/1955, S. 355.
[5] H. Pfeifer, Höhen- und Tiefen-Entzerrer in Gegenkopplungsschaltung, Elektronische Rundschau 3/1955, S. 109.

Zum Beitrag „Empfindlichkeitsmessungen an Fernsehempfängern" auf Seite 272

Literatur

ATM Okt. 1954.

Rothe-Kleen: „Elektronenröhren als Anfangsstufenverstärker".

H. Rothe: „Die Röhre im UKW-Empfänger". Nachrichtentechnik Nr. 3 (1955).

„Third draft Recommended Methods of Measurement on Receivers for Television Broadcast Transmission".

Internationale Elektrotechnische Kommission IEC. Technisches Komitee Nr. 12, März 1954.

Ing. JOH. BLUHM

Grafische Parallellaufermittlung

Beim Superhetempfänger mit Drehkondensatorabstimmung besteht die Aufgabe, einen frequenzmäßigen Parallellauf zwischen Eingangs- und Oszillatorkreisfrequenz herzustellen, damit in jeder Stellung des Kondensators die Differenz beider als sogenannte Zwischenfrequenz (f_z) zur Verfügung steht.

Um ein möglichst hohes Frequenzverhältnis $V_E = \frac{f_{max}}{f_{min}}$ des Eingangskreises zu behalten, ist es erforderlich, den Oszillatorkreis in der Frequenzlage höher zu wählen. Er schwingt also um den Betrag der Zwischenfrequenz f_z (z. B. 468 kHz) höher. Sein Frequenzverhältnis V_0 ist dann:

$$V_0 = \frac{f_{max} + f_z}{f_{min} + f_z},$$

also kleiner als das des Eingangskreises V_E. In besonderen Fällen (zum Beispiel bei Kurzwellen), in denen der höchste Wert von V_E nicht ausgenutzt werden kann, darf der Oszillator auch unterhalb der Empfangsfrequenz schwingen ($V_E < V_0$).

Da die Trennschärfe des Eingangskreises meist nur $^1/_{100}$ bis $^1/_{1000}$ der des nachfolgenden ZF-Verstärkers beträgt, wird die genaue Frequenzlage eines Superhetempfängers vom ZF-Teil bestimmt. Beim Einstellen ergeben sich bereits schon Fehlabstimmungen im Eingangskreis, wodurch sich die Gesamttrennschärfe und Empfindlichkeit etwas verringert. Wird diese Fehlabstimmung immer größer, tritt außerdem noch eine merkliche Verzerrung bei der Demodulation auf, da die Seitenbänder unsymmetrisch werden.

Die Genauigkeit des Parallellaufs ist also von der absoluten Trennschärfe der Vorkreisschaltung abhängig. Bei sehr geringer Trennschärfe (zum Beispiel in den Kurzwellenbereichen) können die Parallellauffehler groß sein. Ist sie dagegen für die zu übertragenden Seitenbänder (± 9 kHz) bereits wirksam (in Lang- und Mittelwellenbereichen), so werden die Genauigkeitsanforderungen wesentlich höher sein müssen.

Dabei ist allerdings die über den Empfangsbereich nicht gleichbleibende Bandbreite der Vorkreisschaltung zu beachten. Da die Bandbreite nach höheren Frequenzen hin zunimmt, darf der Parallellauffehler ebenfalls zunehmen. Dadurch tritt eine wesentliche Verminderung der Genauigkeitsanforderungen ein, die die Berechnung vereinfacht. Da man das jedoch in den meisten Berechnungsverfahren nicht berücksichtigt, werden sie unnötig genau. Das Rechenverfahren von Fränz [1, 2, 3] nimmt dagegen hierauf Rücksicht und beruht auf der Annahme von vier relativ (prozentual) gleichen Abweichungen innerhalb eines Empfangsbereiches (mit drei Nullstellen). Für die nach seinem Verfahren zunächst unbekannte Lage der drei Nullstellen haben Rohrmann [4] und Mohrmann [5] drei empirische Annäherungsformeln gefunden, so daß jetzt das Verfahren von Fränz als das einfachste angesehen werden kann.

Alle Berechnungsverfahren führen zu außerordentlich umfangreichen Gleichungen, die zum Teil durch Nomogramme vereinfacht werden konnten. Auf jeden Fall geht dabei aber der Einblick in das physikalische Geschehen völlig verloren, da nur noch Rechenarbeit zu leisten ist.

Trotzdem ist die Genauigkeit der mit diesen Rechenverfahren erzielten Ergebnisse anzuzweifeln, da mindestens drei Faktoren zu beachtlichen Fehlern führen:

1. Einfluß der verteilten Kapazitäten der Schaltung,
2. Einfluß von Antennenkopplung und Saugkreis auf den Eingangskreis und
3. Einfluß der Oszillatorschaltung (Paralleldämpfung, RC-Glied: Frequenzverwerfung durch Phasendrehung).

Der unter 1. erwähnte Fehler wird den meisten schon unangenehm aufgefallen sein, da die errechneten Werte durch den Schaltungsaufbau oft in sehr komplizierter Weise zu korrigieren sind. Meist ist nur eine Messung imstande, den optimalen Abgleich zu finden.

Der unter 2. erwähnte Fehler ist in den Grundformeln ebenfalls nicht berücksichtigt. Er führt je nach Dimensionierung der Schaltung meist am Anfang oder Ende des Bereiches zu Korrekturen (zum Beispiel Spezialplattenschnitt).

Der unter 3. erwähnte Einfluß der Oszillatorschaltung ist kleiner, hängt aber von den zum Erzeugen einer konstanten Oszillatorspannung erforderlichen Hilfsmitteln, wie Parallelspeisewiderstand, RC-Glied vor dem Gitter, Güte der Spulen u. ä. ab, die durch Phasendrehungen eine Frequenzverwerfung hervorrufen können.

Für das Verständnis der heute üblichen Schaltung nach dem Dreipunktabgleichsystem, bei dem also an drei Stellen des Bereiches der Parallellauffehler Null ist, wäre es erwünscht, ein Verfahren zu finden, das den Einfluß der beiden entscheidenden Größen, Parallelkapazität C_p und Serienkapazität C_s (Padding-), auf den Parallellauf deutlicher zeigt, als es auf rechnerischem Wege möglich ist.

Das Prinzip der Parallellauferzeugung besteht darin, für einen gegebenen Eingangskreis (bei dem also Kapazitäts- und Frequenzverhältnisse festliegen) und eine gegebene Zwischenfrequenz einen Oszillatorfrequenzverlauf zu finden, der an drei Stellen fehlerfrei ist und zwischen den Nullstellen minimale Abweichung hat.

Da das Oszillatorfrequenzverhältnis V_0 kleiner als das des Eingangskreises V_E ist, kann durch eine Serienkapazität C_s, eine Parallelkapazität C_p und eine richtig dimensionierte Oszillatorspule L_0 das richtige Frequenzverhältnis V_0 gefunden werden. Ob aber gleichzeitig an drei Stellen der Fehler Null erzielt wird, ist zunächst unbestimmt; denn viele Werte von C_s und C_p ergeben das richtige V_0! Bekannt ist nur, daß es eine Kombination aller Größen gibt, die die geforderten drei Nullstellen aufweist. Drei Nullstellen im Frequenzverlauf bedeuten aber bei einer Drehkondensatorabstimmung und ohne Berücksichtigung fremder Einflüsse ebenfalls drei Nullstellen im Kapazitätsverlauf!

Wenn es demnach gelingt, einen Kapazitätsverlauf zu finden, der diese drei Nullstellen bei geringster Welligkeit (vier kleinste Abweichungen) aufweist, so ist die Aufgabe gelöst.

Zunächst errechnet man für einen gegebenen Drehkondensator (Kapazitätskurve) und einen Paralleltrimmer den genauen (gewünschten) Frequenzverlauf des Eingangskreises für bestimmte Stellungen des Drehkondensators (zum Beispiel alle 20°). Den Eingangsfrequenzen wird die gegebene Zwischenfrequenz hinzuaddiert. Damit erhält man den idealen Oszillatorfrequenzverlauf, aus dem nun unter Zugrundelegung einer technisch möglichen Anfangskapazität des Oszillatorkreises (50 pF) ein idealer (normierter) Oszillatorkapazitätsverlauf genau berechnet werden kann, der dann als Grundlage für die Ermittlung passender Serien- und Parallelkapazitäten für den Drehkondensator im Oszillatorkreis dient.

Jetzt wird mit Hilfe eines grafischen Rechenverfahrens die Annäherung an den idealen (normierten) Kapazitätsverlauf vorgenommen.

Durch ein Nomogramm mit halblogarithmischer Teilung ist es möglich, Kurven zu vergleichen, die bei gleicher Form (paralleler Lage) gleichzeitig die gesuchte beste Annäherung zeigen. Eine abweichende Lage in senkrechter (logarithmischer) Richtung entspricht dabei einer

Tabelle 1

Drehwinkel	Drehkondensator		Vorkreis — C_E	f_E	$+ f_z =$	f_0	Oszillator-Co normiert	Grafisch ermittelt: $C_0 + C_p$	in Serie mit C_s = 530 pF
180°	523	+ 42 =	565 pF	500 kHz	+ 468 =	968 kHz	240 pF	578 pF	277 pF
160°	409	+ 42 =	451 pF	560 kHz	+ 468 =	1028 kHz	212 pF	464 pF	248 pF
140°	298	+ 42 =	340 pF	645 kHz	+ 468 =	1113 kHz	181 pF	353 pF	212 pF
120°	204	+ 42 =	246 pF	750 kHz	+ 468 =	1218 kHz	151 pF	259 pF	174 pF
100°	134	+ 42 =	176 pF	900 kHz	+ 468 =	1368 kHz	120 pF	189 pF	139 pF
80°	87	+ 42 =	129 pF	1050 kHz	+ 468 =	1518 kHz	97 pF	142 pF	112 pF
60°	56	+ 42 =	98 pF	1200 kHz	+ 468 =	1668 kHz	80,5 pF	111 pF	92 pF
40°	35,5	+ 42 =	77,5 pF	1350 kHz	+ 468 =	1818 kHz	68 pF	90,5 pF	77 pF
20°	20,5	+ 42 =	62,5 pF	1500 kHz	+ 468 =	1968 kHz	58 pF	75,5 pF	66 pF
0°	10,2	+ 42 =	52 pF	1650 kHz	+ 468 =	2118 kHz	50 pF	65 pF	58 pF

Parallelverschiebung durch eine andere Oszillatorinduktivität gegenüber dem idealen Oszillator.

Eine am Rande angebrachte Reziprokteilung ermöglicht außerdem die schnelle Umrechnung von zwei in Serie liegenden Kapazitäten (zum Beispiel 500 pF ≙ 2; 500 pF in Serie mit 500 pF also 2 + 2 = 4 ≙ 250 pF).

Aus den im Nomogramm schon eingetragenen Kurven des Drehkondensators allein (Kurve 2) und des errechneten idealen (normierten) Oszillatorkapazitätsverlaufs (Kurve 1) wird empirisch durch Wahl geeigneter Parallel- und Serienkapazitäten allmählich eine Kurve (Kurve 3 bzw. 4) ermittelt, die parallel zur idealen liegt. Weist diese Kurve die geringste Abweichung (Welligkeit) sowie die drei Nullstellen auf, ist die Aufgabe grafisch gelöst. Voraussetzung ist dazu allerdings, daß die Kurven einwandfrei gezeichnet wurden.

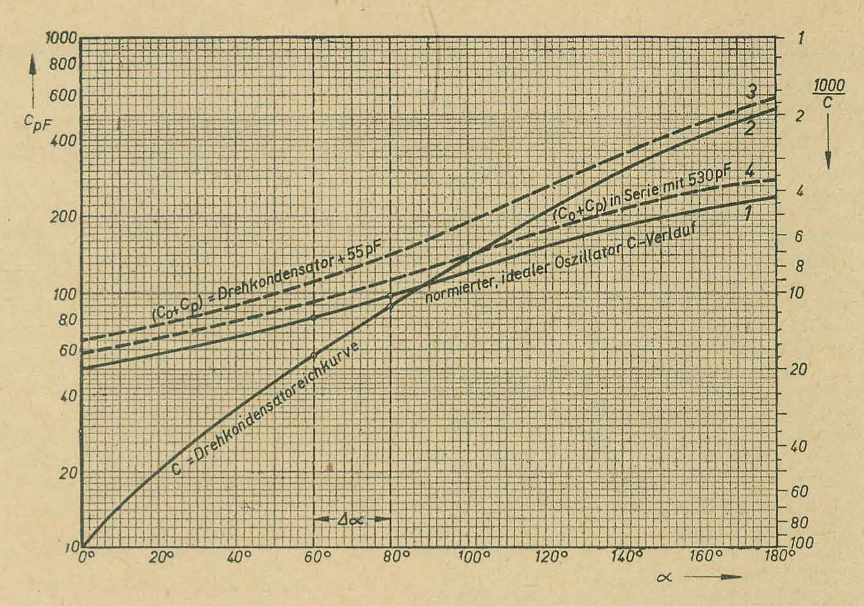
Die Genauigkeit des Verfahrens hängt von der Größe der logarithmischen Teilungen bzw. vom Papierformat ab. Es können Genauigkeiten von 3 bis 5% erzielt werden, was den praktischen Forderungen bereits entspricht.

Zur Kontrolle werden die grafisch ermittelten Werte von C_s und C_p zusammen mit den Kapazitätswerten C_0 (zum Beispiel für je 20° Drehung) des Drehkondensators zur Berechnung des damit erzielten Kapazitätsverlaufes des Oszillators verwendet. Eine ΔC-Fehlerkurve in pF erhält man durch einen Vergleich mit den idealen (normierten) Kapazitätswerten, die mit einem konstanten Faktor (zum Beispiel $\frac{277}{240} = 1{,}155$) für eine gleiche Endkapazität (277 statt 240 pF) umgerechnet wurden. Die ΔC-Fehlerkurve weist auch bei genauer Rechnung die drei Nullstellen auf.

Die bereits bei dem erwähnten Rechenverfahren vorhandene Grenze der praktisch erzielbaren Genauigkeit gilt auch beim grafischen Verfahren, wobei ebenfalls eine Messung im Gerät erst die genaue Dimensionierung ermöglicht. Das grafische Verfahren besitzt jedoch den großen Vorteil, daß es anschaulich zeigt, wie der frequenzmäßige Dreipunktabgleich in ein Kapazitätsschaltungsproblem zur Erzielung einer S-förmigen Kapazitätskurve mit drei Nullstellen verwandelt wird.

Um einen besseren Parallellauf zu erreichen, können die beiden äußeren Nullstellen mehr zur Mitte des Bereiches gerückt werden, damit man die erwähnten vier gleich großen Abweichungen (Parallellauffehler) erhält.

Ein einfaches Verfahren gestattet es, im fertigen Empfänger den verbliebenen Parallellauffehler genau zu ermitteln. Es wird nur der Meßsender und das die NF-Ausgangsspannung anzeigende Meßgerät (wie bei einem normalen Abgleich) benötigt. Nachdem der genaue Parallellauf zum Beispiel bei 600 kHz mit Hilfe der Induktivitätsabgleichschraube des Vorkreises erfolgt ist, wird die genaue Stellung dieser Schraube vermerkt (zum Beispiel Schlitzstellung). Bei jeder anderen Frequenz wird diese Abgleichschraube



Nomogramm zur Ermittlung der Oszillatorkurve

des Vorkreises auf Maximum der Ausgangsspannung verstellt, die Winkeländerung und -richtung festgehalten und die Schraube in die Ausgangsstellung zurückgedreht. Man erhält auf diesem Wege eine genaue Fehlerkurve in Winkelgraden. Wird die Schraubenstellung durch eine Induktivitätsmessung der Spule geeicht, dann kann man ohne weiteres aus dem ΔL der Spule je Umdrehung der Schraube auf den im Gerät aufgetretenen Frequenzfehler schließen (zum Beispiel + 1% ΔL entspricht dann — 0,5% Δf).

Als Beispiel soll der Mittelwellenbereich eines Empfängers mit dem sogenannten 120°-frequenzlinearen Drehkondensator¹) berechnet werden:

Die Tabelle 1 zeigt den Kapazitätsverlauf des verwendeten Drehkondensators für je 20° Drehung zwischen 10 und 523 pF. Durch eine Parallelkapazität im Eingangskreis von 42 pF wird der geforderte Frequenzbereich von 500 bis 1650 kHz erzielt. Bei einer Zwischenfrequenz von 468 kHz wird diese dazu addiert und ergibt den Oszillatorbereich von 968 bis 2118 kHz. Mit einer angenommenen Anfangskapazität des Oszillators von 50 pF erhält man für alle Zwischenwerte des Bereiches die Kapazitätswerte 50, 58, 68, 80,5, 97, 120, 151, 181, 212 und 240 pF.

Diese beiden Kapazitätskurven werden in das Nomogramm eingezeichnet (Kurven 1 und 2).

Da der Einfluß eines Parallelkondensators C_p bei kleinen Kapazitätswerten, der Einfluß eines Serienkondensators C_s bei großen Kapazitätswerten des Drehkondensators C_0 stärker ist, beeinflussen C_p bzw. C_s den resultierenden Verlauf der Kapazitätskurve 4 im ersten bzw. letzten Drittel besonders stark.

Liegt in der benutzten Oszillatorschaltung der Paralleltrimmer C_p parallel zum Drehkondensator, kann man durch Wahl geeigneter Werte von C_p den Anfang der Kurve 3 dem idealen Verlauf (Kurve 1) parallellaufend machen. Wird dann durch Wahl geeigneter Werte von C_s das Ende der Kurve 4 gesenkt, so erhält man allmählich einen resultierenden Kurvenverlauf, der dem idealen zum Schluß möglichst parallel angenähert wird.

Die Reziprokteilung $\frac{1000}{C}$ am rechten Rande des Nomogramms dient zur Ermittlung der resultierenden Kapazität bei einer Serienschaltung zweier Kapazitäten. Schaltet man 530 pF und 200 pF in Serie, ergibt sich 1,9 + 5,0 = 6,9 und daraus 145 pF.

Die Tabelle 1 zeigt in den letzten Spalten den Verlauf der Kurve 3 aus $C_0 + C_p$ (C_p = 55 pF) und daraus den resultierenden Kapazitätsverlauf der Kurve 4 aus $C_0 + C_p$ in Serie mit C_s = 530 pF. Eine Kontrollrechnung ergibt größte Abweichungen von etwa ± 2 pF innerhalb des Bereiches.

Literatur

[1] K. Fränz, Zeitschrift für HF- und Elektrotechnik Nr. 59 (1942) und Nr. 62 (1943).
[2] H. Pitsch, Lehrbuch der Funkempfangstechnik, Leipzig 1948 (1950).
[3] H. Pitsch, Hilfsbuch für die Funktechnik, Leipzig 1951.
[4] A. Rohrmann, radio mentor Nr. 10 (1949).
[5] Mohrmann, Funk und Ton Nr. 1 (1953).

¹) Vgl. DEUTSCHE FUNKTECHNIK Nr. 6 (1953) S. 168.

Für die in unseren Bauanleitungen beschriebenen Meß- und Prüfgeräte, wie Elektronenstrahloszillografen, Röhrenvoltmeter, Meßbrücken u. a. m., werden Einbaugehäuse aus Metall benötigt, und wir erhalten häufig Anfragen unserer Leser nach den Bezugsquellen.

Wir bitten deshalb die Herstellerfirmen, uns ihre Anschriften mitzuteilen und uns gegebenenfalls entsprechendes Informationsmaterial zu überlassen.

Es sollte auch die Möglichkeit geschaffen werden, die Gehäuse für die Geräte des Standardmeßplatzes lackiert und mit Traggriff versehen einzeln abzugeben. Dadurch würde vielen Amateuren und den Arbeitsgemeinschaften „Junge Techniker" die Arbeit wesentlich erleichtert, und auch die selbstgebauten Geräte erhielten ein ansprechendes Aussehen.

Die Redaktion

JERZY MANKOWSKI

Übersetzung aus der polnischen Zeitschrift „Radioamator" Nr. 12 (1955)

Nomogramme für die Berechnung von UKW-Antennen

Ein großer Teil der unserer Redaktion täglich zugesandten Leserbriefe befaßt sich mit Antennenfragen, die im modernen UKW- und Fernsehrundfunk höchst aktuell geworden sind. Nur in Verbindung mit einer richtig dimensionierten und einwandfrei aufgebauten Antenne kann vom Radio- und Fernsehgerät ein leistungsstarker Empfang erwartet werden. Für viele Rundfunkteilnehmer, die sich ihre Antenne selbst errichten möchten, ergeben sich jedoch besondere Schwierigkeiten, da über den Bau von Antennen nur sehr wenig geeignete Fachliteratur zur Verfügung steht. Allen diesen Lesern wollen wir mit der Veröffentlichung des folgenden Beitrages helfen, der eine einfache Methode für die Berechnung von UKW-Antennen angibt.

Für die genaue Berechnung der mechanischen Länge eines Halbwellendipols ist der vom Verhältnis Wellenlänge zu Dipolstärke abhängige Verkürzungsfaktor k maßgebend. So gilt die Gleichung

$$l = 0{,}5 \cdot \lambda \qquad (1)$$

nur für überschlägige Berechnungen, während genaue Ergebnisse nach der Gleichung

$$l = k \cdot \lambda, \quad l \text{ und } \lambda \text{ in cm}, \qquad (2)$$

erzielt werden. Das Diagramm Bild 1 gibt den Verkürzungsfaktor k eines Halbwellendipols für verschiedene Werte $\frac{\lambda}{2\,d}$ an.

Während der Eingangswiderstand eines einfachen Dipols $R_0 \approx 72\,\Omega$ beträgt, wird der Eingangswiderstand R_1 eines Faltdipols von der Leiterdicke und vom Leiterabstand entsprechend der Gleichung

$$R_1 = R_0 \left[1 + \frac{\lg \frac{2\,D}{d_1}}{\lg \frac{2\,D}{d_2}}\right]^2 \qquad (3)$$

bestimmt. R_1 ist gewöhnlich um ein Vielfaches größer als R_0.

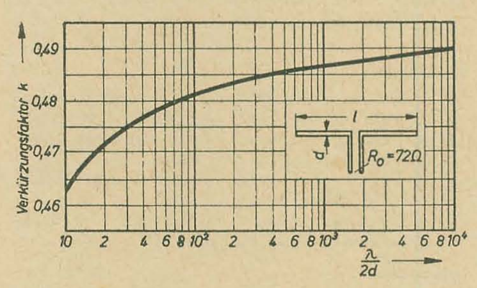


Bild 1: Verkürzungsfaktor eines Halbwellendipols in Abhängigkeit vom Verhältnis $\frac{\lambda}{2d}$

Das Nomogramm Bild 2 ermöglicht die Bestimmung des Faktors $K = \frac{R_1}{R_0}$, um den der Eingangswiderstand eines Faltdipols größer ist als der Eingangswiderstand eines einfachen Dipols. Hierfür muß das Verhältnis der Stabquerschnitte des Faltdipols $\frac{d_2}{d_1}$ und das Verhältnis der Entfernung D zwischen den Stabmitten zum Durchmesser eines der Stäbe bekannt sein. Diese Werte markiert man auf den entsprechenden Skalen des Nomogramms, verbindet beide Punkte durch eine Gerade und liest das Ergebnis im Schnittpunkt dieser Geraden mit der K-Skala ab. Entsprechend können die Dipolmaße bei einem gegebenen Widerstandsverhältnis $K = \frac{R_1}{R_0}$ ermittelt werden.

Beispiel 1: Für einen Halbwellendipol steht Metallrohr mit einem Durchmesser von 25 mm zur Verfügung. Die Arbeitswellenlänge beträgt $\lambda = 1{,}5$ m, wie lang muß der Dipol sein?

Wir ermitteln das Verhältnis

$$\frac{\lambda}{2\,d} = \frac{1{,}5 \cdot 10^3}{2 \cdot 25} = 30,$$

aus Bild 1 finden wir $k = 0{,}475$.

Die Länge l des Dipols ist also

$$l = k \cdot \lambda = 0{,}475 \cdot 150 = 71{,}2 \text{ cm}.$$

Beispiel 2: Der Eingangswiderstand eines Faltdipols soll 430 Ω betragen, gesucht werden die Dipolmaße.

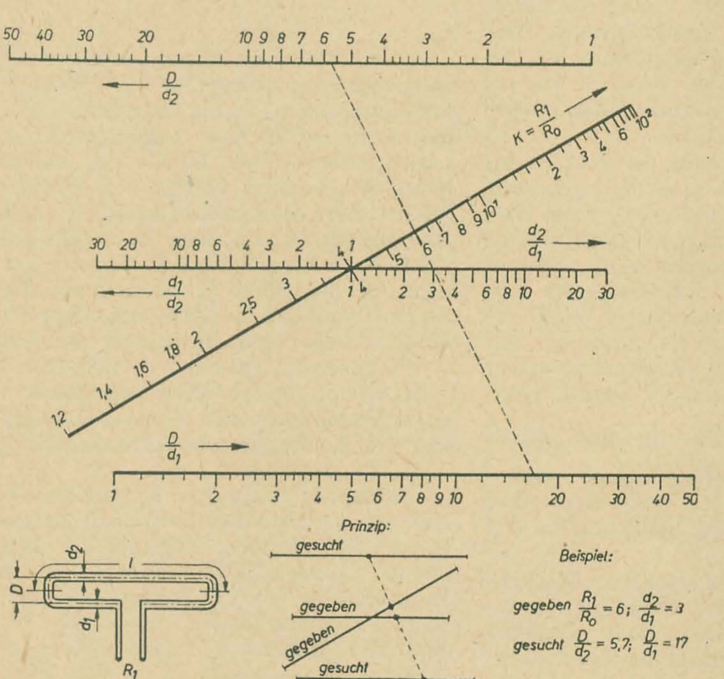
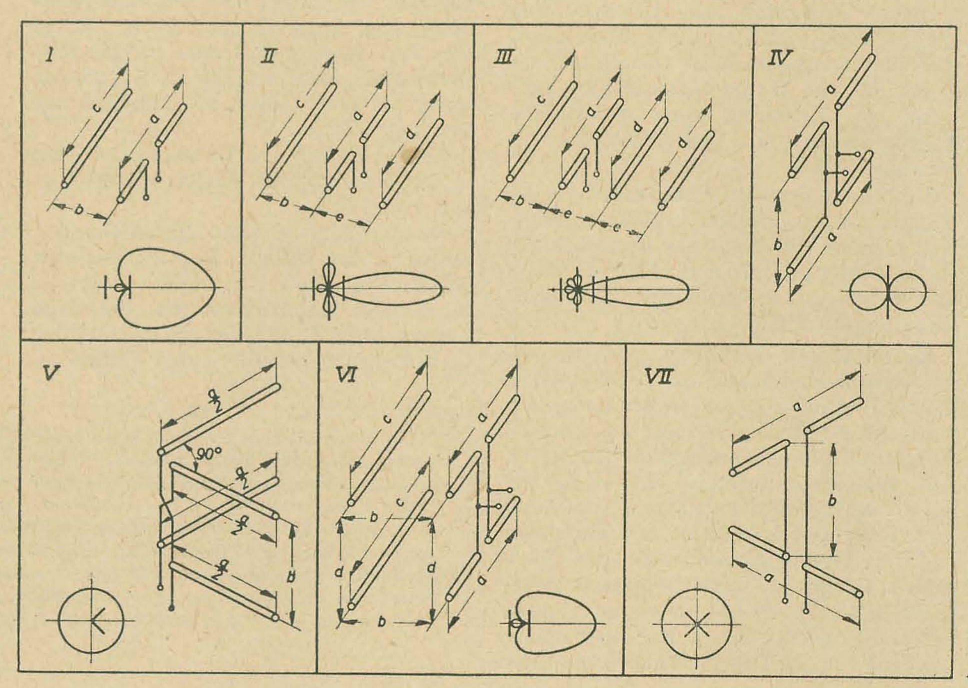


Bild 2: Nomogramm zur Dimensionierung von Faltdipolen ←

Bild 3: Antennenarten, deren Dimensionen nach dem Nomogramm Bild 4 bestimmt werden können ↓



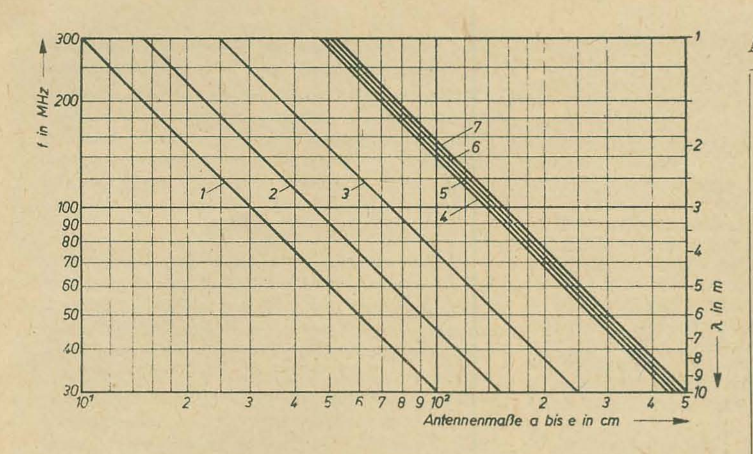


Bild 4: Nomogramm zur Bestimmung der Antennenabmessungen nach Bild 3

Angabe der Kurven zur Ermittlung der Abmessungen nach Bild 4

Antennenart (siehe Bild 3)		Dipol a	Abstand b	Reflektor c	Direktor bzw. Abstand d	Abstand der Direktoren e	Eingangswiderstand Ω	g db
Dipol mit Reflektor	Ia	5	1	7	—	—	15	4,6
	Ib	5	3	5	—	—	60	3,5
Dipol mit Reflektor und Direktor	IIa	5	2	6	4	1	10	8
	IIb	5	3	5	4	1	20	6
Dipol mit Reflektor und zwei Direktoren	IIIa	5	2	6	4	1	8	12
	IIIb	5	3	5	4	1	15	11
Zweifach gestockter Dipol	IV	5	7	—	—	—	35	3
Zweifach gestockte Winkelantenne	V	Diagramm Bild 1	7	—	—	—	350	1,5
Zweifach gestockter Dipol mit Reflektor	VI	5	3	5	2	—	30	5
Kreuzantenne	VII	Diagramm Bild 1	7	—	—	—	35	1,5

Das Verhältnis der Stabdurchmesser sei:

$$\frac{d_2}{d_1} = 3.$$

Für K ergibt sich:

$$K = \frac{R_1}{R_0} = \frac{430}{72} \approx 6.$$

Im Nomogramm zeichnen wir nun eine Gerade durch die Punkte $K = 6$ und $\frac{d_2}{d_1} = 3$. Die Gerade schneidet die untere Skala bei dem Wert $\frac{D}{d_1} = 17$. Nehmen wir für $d_1 = 10$ mm an, so ergibt sich aus $\frac{d_2}{d_1} = 3$ für $d_2 = 30$ mm und für $D = 170$ mm nach $\frac{D}{d_1} = 17$, $D = d_1 \cdot 17$.

Die im Bild 3 dargestellten Antennen haben verschiedene Eingangswiderstände und Strahlungsgewinne (siehe Tabelle) und sind aus einfachen Halbwellendipolen zusammengesetzt. Ihre horizontalen Richtcharakteristiken sind ebenfalls im Bild 3 angegeben. Danach sind die Antennen Typ V und VII in der Horizontalebene ungerichtet.

Ergeben sich beim Anpassen des Kabelwiderstandes an den geringen Eingangswiderstand der Antenne Schwierigkeiten, so muß als Strahler an Stelle eines einfachen Dipols ein Faltdipol mit höherem Eingangswiderstand verwendet werden. In diesem Falle erhöht sich der Antennenwiderstand um den Faktor, um den der Widerstand des benutzten Faltdipols größer ist als der Widerstand des einfachen Dipols. Dieser Faktor wird wieder nach Bild 1 ermittelt.

In der Tabelle sind für einige Antennenformen zwei Ausführungen mit unterschiedlichen Eingangswiderständen angegeben. Hiervon hat die Antenne mit dem geringsten Eingangswiderstand auch die kleinere Bandbreite.

Die Dimensionierung dieser Antennen erfolgt mit Hilfe des Diagramms Bild 4, wobei für jede im Bild 3 bezeichnete Länge die in der Tabelle angegebene Kurve benutzt wird. Die Anwendung des Diagramms wird im folgenden Beispiel genau erläutert.

Beispiel 3: Es sollen die Strahlerabmessungen einer Antenne vom Typ IIIb für die Wellenlänge $\lambda = 6$ m ermittelt werden. Der Widerstand der Antenne soll 75 Ω betragen. Wir müssen also die Länge der Antennenelemente Dipol (Länge a), Reflektor (Länge c), Direktor (Länge d) und den Abstand zwischen Dipol und Reflektor, b, sowie den Abstand e bestimmen. Nach der Tabelle werden für eine Antenne vom Typ IIIb die Längen a und c mit Hilfe der Kurve 5, der Abstand b mit Kurve 3, die Länge d mit Kurve 4 und schließlich die Abstände e mit Kurve 1 ermittelt.

Danach ist für $\lambda = 6$ m, $a = c = 280$ cm, $b = 150$ cm, $d = 275$ cm, $e = 60$ cm. Der Eingangswiderstand einer solchen Antenne beträgt jedoch nur 15 Ω. Um einen Widerstand von 75 Ω zu erhalten, wird hier als Strahler ein Faltdipol verwendet. Es ist $K = \frac{75}{15} = 5$. Nimmt man das Durchmesserverhältnis der Faltdipolstäbe $\frac{d_2}{d_1} = 1{,}8$ an, so ergibt sich aus dem Nomogramm Bild 2 für $\frac{D}{d_1} = 11{,}5$. Ist also $d_2 = 20$ mm und $d_1 = 11$ mm, so erhält man für $D = 127$ mm.

Für die richtige Auswahl der günstigsten Antennenart sind vor allem bei Fernsehempfängern die am Empfangsort vorhandene Feldstärke, die kT_0-Empfindlichkeit des Empfängers sowie die Leitungsverluste der Antenne maßgebend. In dem für unser Heft 12 (1956) vorgesehenen Beitrag „Die Vorausberechnung von UKW- und Fernsehantennen" werden diese wichtigen Zusammenhänge erläutert.

Zimmerlautstärke

„Wir bitten unsere Hörer, ihr Empfangsgerät auf Zimmerlautstärke einzustellen!" Mit der zunehmenden maximalen Anodenverlustleistung der Endröhren ist diese allabendliche Mahnung der Rundfunksprecher leider sehr notwendig geworden, denn es gibt noch immer genügend Zeitgenossen, deren Wohlbefinden mit dem Quadrat des Schalldruckes zunimmt. Welche Möglichkeiten dem geplagten Nachbarn zur Verteidigung seiner häuslichen Ruhe gegeben sind, darüber soll dieser Beitrag Auskunft geben.

Es ist eine gute Eigenschaft unserer Empfangsgeräte, daß es jedem Besitzer möglich ist, die von ihm gewünschte Lautstärke selbst einzustellen. Dieses Recht steht ihm unbestritten zu, sonst wäre es ja nicht notwendig, ihm diese technische Möglichkeit in die Hand zu geben. Nach den Grundsätzen unserer Verfassung bedeutet jedoch Eigentum eine Verpflichtung. Das Recht, über sein Eigentum nach Gutdünken zu verfügen, findet seine Grenze in den Interessen und Belangen der Allgemeinheit. Wenn also auch jedem Hörer das Recht zusteht, die Lautstärke seines Gerätes nach Belieben einzustellen, so darf das nicht dazu führen, Mitbewohner des Hauses hierdurch zu stören und zu belästigen. Eine Belästigung liegt dann vor, wenn die Lautstärke so groß ist, daß die erzeugten Geräusche Türen, Fenster oder Wände eines Zimmers durchdringen. Geschieht dies, dann wird der Rundfunk, der ja der Erholung und der Entspannung, aber auch der Bildung und Schulung unserer Werktätigen dienen soll, seinem Zweck entfremdet. Auch der Nachbar hat das Recht, sich ein Rundfunkprogramm nach seinen Wünschen zu suchen. An einem wirklich genußreichen und einwandfreien Abhören wird er jedoch gehindert, wenn ihm durch die Wände seines Zimmers die Klänge anderer Apparate bzw. Sender entgegenklingen. Hierbei ist zu bedenken, daß in vielen Häusern die Zimmerwände recht dünn sind und damit Geräusche sehr gut durchlassen und weitergeben. Jeder fortschrittliche und demokratisch denkende Mensch, dem an einem reibungslosen Zusammenleben mit seinen Mitmenschen liegt, müßte von sich aus sein Empfangsgerät so einstellen, daß sich der eingangs wiedergegebene Mahnruf erübrigt.

Die weitverbreitete Meinung, daß die Beschränkung auf Zimmerlautstärke nur in den Nachtstunden von 22 Uhr bis 6 Uhr erforderlich ist, nicht jedoch während des Tages, ist irrig. Gewiß ist es vornehmste Pflicht, die Nachtruhe seiner Mitmenschen nicht durch überlauten Empfang zu stören. Aber auch während der

Tagesstunden muß der Radiohörer die Lautstärke seines Gerätes so einstellen, daß niemand gestört wird, denn viele Schaffende arbeiten nachts und müssen sich deshalb am Tage ausruhen. Dieses Ausspannen bedarf desselben Schutzes wie der Nachtschlaf der übrigen Bürger. Diese Rücksichtnahme ist um so nötiger, als infolge des Mangels an Wohnraum fast sämtliche Wohnungen, Häuser usw. überbelegt sind. Weiter muß der Unsitte entgegengetreten werden, daß in der warmen Jahreszeit beim Abhören die Fenster geöffnet oder die Apparate gar auf das Fensterbrett gestellt werden, um dann in voller Lautstärke auf das Publikum losgelassen zu werden. An derartigen „Platzkonzerten" haben Nachbarn und Straßenpassanten nicht das geringste Interesse. Es ist auch notwendig, noch auf eine andere üble Gepflogenheit hinzuweisen: In Laubenkolonien und ähnlichen Einrichtungen versucht vielfach ein Gartennachbar den anderen durch die Lautstärke seines Gerätes zu übertrumpfen und zu übertönen. Dieses Durcheinander der verschiedensten Melodien und Stimmen hört sich dann an wie ein Rummelplatz. Auch die Kleingärten sollen der Ausspannung und der Erholung dienen. Es ist deshalb auch hier Pflicht eines jeden, Rücksicht auf seine Mitmenschen zu nehmen.

Das überlaute Aufdrehen der Geräte wirft einige Rechtsfragen auf. Einmal ist hier die strafrechtliche Seite zu beleuchten. Die Belästigung von Nachbarn, Mitbewohnern usw. durch überlauten Empfang kann einen ungebührlichen ruhestörenden Lärm nach § 360, Ziffer 11 des Strafgesetzbuches darstellen. Ein derartiger ungebührlicher ruhestörender Lärm wird mit Geldstrafe bis zu 150,— DM oder mit Haft bestraft. Zur Feststellung des Tatbestandes ist das Vorliegen einer besonderen Absicht nicht erforderlich. Das überlaute Abhören eines Senders ist stets ungebührlich, so daß die Voraussetzung für eine Strafverfolgung stets gegeben ist. Unter „ruhestörend" ist jeder Lärm zu verstehen, der geeignet ist, die Ruhe eines anderen zu stören. Der Nachweis, daß eine Störung auch tatsächlich erfolgte, ist nicht notwendig. Nicht unerwähnt sei, daß ein Erziehungsberechtigter für die Verstöße seiner minderjährigen Kinder — von Ausnahmen abgesehen — haftbar ist.

Besonders wichtig ist, daß der Straftatbestand und damit die Möglichkeit der Bestrafung nicht an eine bestimmte Tageszeit gebunden ist. Eine Bestrafung kann demnach auch dann eintreten, wenn der ruhestörende Lärm tagsüber verursacht wird. Gleichwohl wird man Ruhestörungen während der Nachtstunden schärfer bestrafen. Zur Stellung eines Strafantrages ist jeder berechtigt, der durch den ungebührlichen ruhestörenden Lärm beeinträchtigt worden ist oder dies vorgibt.

Zivilrechtlich ist der § 2 des Mieterschutzgesetzes zu beachten. Nach diesem kann der Vermieter auf Aufhebung eines Mietverhältnisses klagen, wenn der Mieter sich einer erheblichen Belästigung des Vermieters oder anderer Hausbewohner schuldig macht. Eine derartige erhebliche Belästigung liegt ohne allen Zweifel dann vor, wenn ein Mieter den Hauswirt oder die übrigen Bewohner immer wieder durch übermäßig lauten Rundfunkempfang stört. Der Begriff der „Erheblichkeit" setzt jedoch ein öfteres und nicht nur ein einmaliges Handeln voraus. Auch hier ist die Belästigung nicht auf die Nachtzeit beschränkt, sie kann vielmehr auch während der übrigen Stunden des Tages stattfinden.

Bei jeder Verhandlung, jeder Anzeige usw. ist es Pflicht der Gerichte, die Wahrheit zu ermitteln. Auf welche Weise das geschieht, ist in das pflichtgemäße Ermessen der Richter gestellt. Sie können Zeugen vernehmen usw., sind jedoch hierzu nicht verpflichtet. Das gilt auch bei Rechtsmitteln wegen dauernder Störungen durch übergroße Lautstärke. Gewiß ist es gut, wenn der Gestörte die Tatsache der Störung durch Angabe von Zeugen glaubhaft macht. Notwendig ist es jedoch nicht in jedem Falle, auch die Glaubwürdigkeit des Anzeigenden kann genügen. Nicht notwendig ist das Vernehmen von Zeugen auch dann, wenn der Störenfried sein Vergehen zugibt.

Allerdings sollte die Möglichkeit der Stellung eines Strafantrages bzw. die Zulässigkeit des Einreichens einer Mietaufhebungsklage nicht zu einer Gehässigkeit ausarten. Von diesen Möglichkeiten sollte nur dann Gebrauch gemacht werden, wenn ein Hörer immer wieder trotz Ermahnung oder böswillig gegen den genannten Paragraphen verstößt. Auch hier sollte der Grundsatz gelten, daß eine Erziehung für alle Beteiligten vorteilhafter und auch einfacher ist. Es ist eine dankenswerte Aufgabe der Haus- und Hofgemeinschaften, sich hier einzuschalten und die betreffenden Mieter durch Ermahnungen usw. zu erziehen. *kl-s*

Man sollte auch auf die technische Seite dieses Problems noch etwas näher eingehen. Bekanntlich hören viele Rundfunkhörer nur mit zugedrehter Tonblende, was man unter anderem darauf zurückführen kann, daß bei dieser Methode die (vor allem bei älteren Geräten) auftretenden Obertöne und Intermodulationsverzerrungen etwas abgeschwächt werden. Da aber hierbei auch die „echten", dazugehörigen Obertöne verschwinden, werden gewissermaßen die Konturen von musikalischen Darbietungen verwischt, und instinktiv wird nun versucht, die fehlende Deutlichkeit und Prägnanz durch größere Lautstärke wettzumachen.

Weiter bedingt auch das Mittelwellenchaos mit seinen zahlreichen Interferenzstörungen und Seitenbandüberschneidungen ein ähnliches Vorgehen. Bei modernen Geräten allerdings, die eine wirksame hochfrequente Bandbreiteregelung aufweisen, ist die Möglichkeit gegeben, die NF-Wiedergabekurve (über das ganze Gerät gesehen) kurz vor der auftretenden Störfrequenz, zum Beispiel 7,5-kHz-Interferenzpfeifen, sehr steil abfallen zu lassen, so daß wenigstens die Frequenzen unter etwa 6,5 ... 7 kHz fast ungeschwächt wiedergegeben werden. UKW- und Fernsehempfänger mit ihrem ausgeglichenen abgestrahlten Frequenzband geben bei den wenigen Störungen in diesen Frequenzbereichen schon gar keine Veranlassung, eine größere Lautstärke als etwa 70 Phon einzustellen (das entspricht etwa Zimmerlautstärke).

Ein dritter Faktor — der zwar nicht rein technischer Art ist — soll nicht unerwähnt bleiben. Leider ist das Rundfunkgerät, vor 30 Jahren noch das achte Weltwunder unserer Zeit, zu einem nicht nur alltäglichen, sondern allminütlichen Nebenbei-Gebrauchsgegenstand degeneriert. Es sollte die edelste Aufgabe jedes Fachmannes sein, dieser kulturfeindlichen (das Wort ist hier durchaus ernst gemeint!) und auch stromfressenden 21-Stunden-Schallberieselungsseuche immer — vor allem durch sein eigenes Beispiel — entgegenzutreten. Denn auch hierdurch entstehen oft Streitigkeiten; es ist doch klar, daß Schichtarbeiter Müller nicht schlafen kann, wenn Frau Meier in der Wohnung nebenan in der Küche Koteletts klopft oder Kartoffeln reibt und trotzdem auf die im Wohnzimmer mit 120 Phon erschallende „Torero"-Arie nicht verzichten will. Ein zweiter Lautsprecher und die Möglichkeit, den eingebauten Lautsprecher abzuschalten, kann manche Verstöße gegen die akustische Disziplin verhindern.

Versicherungspflicht der Familienangehörigen

In vielen kleineren Betrieben sind die Familienangehörigen des Betriebsinhabers im Betrieb mit tätig. Sehr oft übernehmen die Ehefrau oder erwachsene Töchter den Verkauf im Laden, sie erledigen die notwendigen schriftlichen Arbeiten usw., während der Sohn als Gehilfe in der Werkstatt arbeitet. Hierbei ergibt sich immer wieder die Frage, ob mithelfende Familienangehörige zur Zahlung von Sozialversicherungsbeiträgen verpflichtet sind. Bei der Beantwortung dieser Frage ist zu unterscheiden, ob es sich um einen handwerklichen Betrieb handelt oder um einen sonstigen Privatbetrieb.

Für Handwerksbetriebe gilt folgende Regelung:

Ständig im Betrieb arbeitende Familienangehörige des Meisters, mit Ausnahme der Ehefrau, unterliegen der Pflicht zur Sozialversicherung. Es muß sich hierbei aber um eine ständige Mitarbeit handeln und nicht nur um eine gelegentliche oder kurzfristige Mithilfe. Im Falle der Versicherungspflicht bestehen dieselben Bestimmungen wie für fremde Arbeitskräfte. Die Art des Verwandtschaftsverhältnisses spielt hierbei keine Rolle. Auch für die im elterlichen Betrieb tätigen Kinder gelten diese Bestimmungen. Der Beitragssatz beträgt 20% der Lohneinkünfte. Für die Berechnung der Beiträge ist der tarifliche Lohnsatz zugrunde zu legen, der einer fremden Arbeitskraft zu zahlen wäre. Für die Ehefrau des Handwerksmeisters besteht keine Versicherungspflicht. Es brauchen also keine Beiträge entrichtet zu werden. Die Ehefrau hat im Rahmen der sogenannten Familienhilfe auf Grund der Mitgliedschaft des Ehemannes Ansprüche an die Versicherung. Anders ist die Rechtslage, wenn ein Ehemann im handwerklichen Betrieb seiner Ehefrau tätig ist. In einem solchen Falle ist der Ehemann bei einer ständigen Mitarbeit versicherungspflichtig. Diese Bestimmungen sind in der 6. Durchführungsbestimmung vom 7. März 1955 zum Gesetz zur Förderung des Handwerks enthalten.

Für sonstige Betriebe der privaten Wirtschaft gelten die Vorschriften der vom Ministerium der Finanzen erlassenen Veranlagungsrichtlinien 1954. Hiernach unterliegen die Familienangehörigen selbständiger Erwerbstätiger, Betriebsinhaber usw. dann der Versicherungspflicht, wenn die Mitarbeit im Hauptberuf erfolgt und wenn diese Mitarbeit der Arbeitsleistung einer fremden Arbeitskraft entspricht. Nicht versicherungspflichtig sind dagegen die Angehörigen dann, wenn sie nur vorübergehend, kurzfristig oder stundenweise mitarbeiten. Bei der Frage der Versicherungspflicht der Angehörigen ist es ohne Bedeutung, ob der Betriebsinhaber selbst versicherungspflichtig ist oder nicht. Als Familienangehörige in diesem Sinne rechnen nur die Ehegatten und die Kinder. Es ist also — im Gegensatz zu den für das Handwerk geltenden Bestimmungen — auch die Ehefrau versicherungspflichtig, falls ihre Mithilfe den angeführten Voraussetzungen entspricht. Als Grundlage für die Berechnung der Beiträge der mitarbeitenden Angehörigen dient der auf ihre Arbeitsleistung entfallende Anteil an den Einkünften aus dem Betrieb. Höchstens ist jedoch der Tariflohn einer fremden Arbeitskraft zugrunde zu legen. Der Beitragssatz beträgt 20% dieses Betrages (bei Vollrentnern 10%). Der Versicherungsbeitrag für die mitarbeitende Ehefrau (nicht auch für den im Betrieb mitarbeitenden Ehemann!) beträgt nur 14% bzw. 17%, wenn der Betriebsinhaber selbst versicherungspflichtig ist. Hierbei sei erwähnt, daß alle Betriebsinhaber usw. versicherungspflichtig sind, die nicht mehr als fünf Personen beschäftigen. Bei dieser Beschäftigtenzahl werden die mitarbeitenden Familienangehörigen, für die keine Beiträge oder doch nur Beiträge in Höhe von 14% bzw. 17% gezahlt werden, nicht mitgerechnet. *kl-s.*

TONBANDGERÄT TG 5401/19

Ein Aufnahme- und Wiedergabegerät für Sprache und Musik, das sich durch leichte Bedienbarkeit, Zuverlässigkeit und eine hervorragende Wiedergabequalität auszeichnet.



Bild 1: Koffertonbandgerät TG 5401/19

Für die Entwicklung des Tonbandgerätes TG 5401/19 (Dipl.Ing. N. Flohr, Oberlungwitz) waren in der Hauptsache zwei Richtlinien maßgebend; einmal sollte die Bedienbarkeit des Gerätes so einfach wie möglich sein, ferner wurde angestrebt, alle Laufwerkaggregate elektromagnetisch zu betätigen, um das Gerät auch für gelegentlich benötigte Fernbedienung brauchbar zu machen.

Das Laufwerk ist auf einer kräftigen Leichtgußplatte aufgebaut. Dadurch ist ein einwandfreier Lauf aller mechanischen Teile zueinander garantiert. Der bekannte Asynchronmotor des VEB Leisnig dient als Tonmotor, welcher gleichzeitig die Bandteller mit antreibt, und zwar mittels eines verspleißten und igelitierten Rundriemens. Ein Riemenspanner gleicht etwaige Längenunterschiede aus und hält den Antriebsriemen unter der notwendigen Spannung.

Die beiden Tellerträger sind für Flanschspulen bis zu 500 m Bandlänge eingerichtet. Sie drehen sich, durch eine Friktion leicht mitgenommen, beim Einschalten des Gerätes ohne eingelegtes Tonband in entgegengesetzter Richtung. Dadurch erhält das Band eine leichte Vorspannung. Leichtlaufende Präzisions-Umlenkrollen gestatten es, den Bandzug so klein wie möglich zu halten. Für eine innige Berührung des Bandes mit den Köpfen sorgt eine mit einem Polster versehene Andrückklappe. Sie wird zusammen mit der Gummirolle, welche das Band bei Wiedergabe und Aufnahme an die Tonrolle drückt, betätigt.

Die drei Köpfe, Spitzkeilköpfe mit Achateinlage, sind auf einer gemeinsamen Kopfplatte montiert. Der Hörkopf ist durch eine doppelte Mu-Metallhaube gegen magnetische Störfelder abgeschirmt. Zwei Höhenführungen, rechts und links von der Kopfeinheit angebracht, halten das Band in der gewünschten Lage.

Das Tonbandgerät wird über einen fünfteiligen Tastenschalter bedient. Dieser Schalter ist robust gehalten und dadurch sehr betriebssicher. Die einzelnen Tasten haben die Funktionen Stop, Wiedergabe, Aufnahme, Rücklauf und Vorlauf. Mit den beiden letzten Taststellungen kann das Band mit erhöhter Geschwindigkeit hin und her gefahren werden, um eine bestimmte Bandstelle schnellstens einzustellen. Die Aufnahmetaste ist normalerweise gesperrt. Dadurch wird verhindert, daß versehentlich ein Band gelöscht wird, da ja beim Drücken der Aufnahmetaste der Löschkopf automatisch in Funktion tritt. Man kann die Aufnahmetaste nur bedienen, wenn man die Stoptaste gleichzeitig mitdrückt. Mit der Stoptaste wird das Laufwerk angehalten, die Spulenteller werden gebremst, und das Band steht fast sofort still (Schnellstop).

Der Wiedergabeentzerrer ist zweistufig ausgelegt. Die beim Abhörvorgang hervorgerufenen linearen Verzerrungen werden durch frequenzabhängige Gegenkopplungen in beiden Stufen ausgeglichen. Durch Verwendung der klingund brummarmen Röhren EF 12 k werden Störspannungen weitgehend herabgemindert. Im Falle einer starken Brummeinstreuung, die sich unter Umständen bei Einbauten in Musikschränken bemerkbar machen kann, besteht die Möglichkeit, mit einer Kompensationsspule den Brumm zu vermindern.

Zum Anschluß eines Kristallmikrofons ist ein hochohmiger Eingang vorhanden.

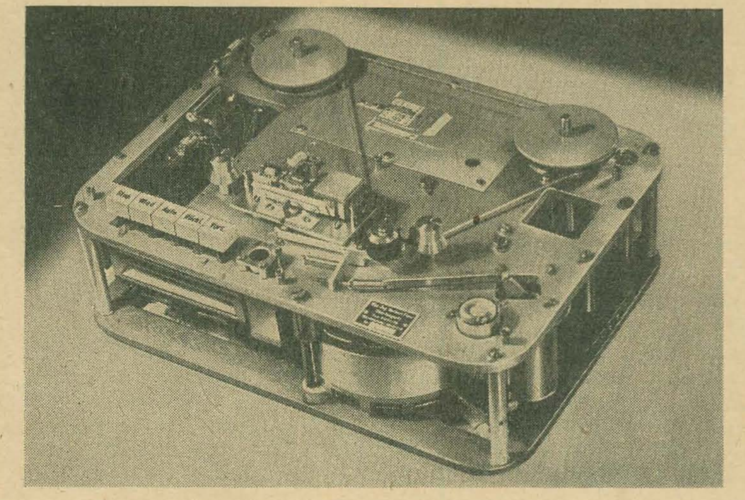


Bild 2: Chassis des TG 5401/19 nach Abnahme der Gerätedeckplatte

Beim Eindrücken des Steckers in die Anschlußbuchse wird die zweite Entzerrerstufe als Mikrofonverstärker geschaltet und gleichzeitig die frequenzabhängige Gegenkopplung unwirksam gemacht.

Die Generatorschaltung verwendet die Röhre EF 14 als Schwingröhre und liefert die zur Löschung und zum Aufsprechen benötigte HF-Energie. Verstärker und Generator sind in einer Baueinheit zusammengefaßt, die außerdem den Aufsprechentzerrer und die Glieder für die Aussteuerungskontrolle enthält.

Der Netzteil ist in üblicher Weise dimensioniert, der Netztransformator ist, um die Streuung kleinzuhalten, mit geringerer Induktion gewickelt.

Wesentliche Teile des Laufwerkes, die Kopfplatte, der Andrückmechanismus der Gummirolle, Entzerrer und Generatorschaltung sind nach Abnahme der Gerätedeckplatte, die ohne Schraubverbindung mit Druckknöpfen befestigt ist, ohne Ausbau des Gerätes zugänglich.

Das Tonbandgerät TG 5401/19 wird in zwei Ausführungen geliefert, und zwar als Koffergerät und als Einbauchassis zur Verwendung in Musikschränken oder Truhen für Heim- oder Studiozwecke.

Technische Daten

Bandgeschwindigkeit	19,05 cm/s
Aufzeichnungssystem	Doppelspur
Spieldauer	2 × 45 min
Bandlänge	500 m
Umspuldauer (Vor- bzw. Rücklauf)	4 min
Zahl der Köpfe	3
Spaltbreite des Hörkopfes	14 μ
Spaltbreite des Aufsprechkopfes	28 μ
Spaltbreite des Löschkopfes	200 μ
Löschfrequenz	60 kHz
Eingangsspannung	20 V_{eff}
Eingangsscheinwiderstand	45 kΩ
Ausgangsspannung	200 mV_{eff}
Ausgangsscheinwiderstand	100 kΩ
Frequenzbereich	40 bis 12000 Hz ± 5 db
Fremdspannungsabstand	45 db
Klirrfaktor	≦ 3%
Aussteuerungskontrolle	Magisches Auge
Gleichlauffehler des Antriebes	≦ 0,2%
Röhrenbestückung	2 × EF 12 k, EF 14, 6 E 5, EZ 80
Netzspannung	220 V/50 Hz
Leistungsaufnahme	75 VA

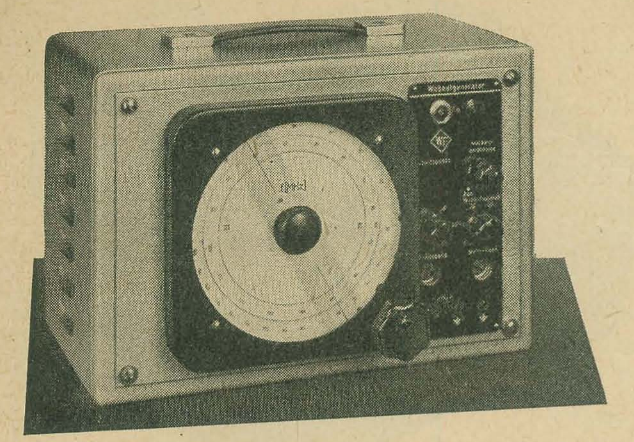


Bild 1: Ansicht des Wobbelgenerators WG 1

Mitteilung aus dem VEB Werk für Fernmeldewesen „WF", Berlin

W. HEMPEL

Der Wobbelgenerator WG 1

Der erhöhte Umsatz an Fernsehempfängern bedingt zwangsläufig auch einen erhöhten Anfall an Reparaturen. Dem Reparaturdienst standen bisher keine derartigen Meßmittel, wie sie in dem in Gemeinschaftsarbeit entwickelten Service-Meßplatz vereinigt sind, zur Verfügung.

Ein wichtiges Glied in der Reihe dieser Geräte ist der Wobbelgenerator WG 1. Seine Nützlichkeit wird man erst richtig erkennen, wenn man mit ihm einige Zeit gearbeitet hat. Grundsätzlich wird dieses Gerät in Verbindung mit einem Oszillografen und einem HF-Generator betrieben. Die zeitraubende, punktweise Aufnahme von Durchlaßkurven kommt praktisch zum Fortfall. Der vorliegende Beitrag gibt einen Überblick über die Funktion des Gerätes und soll an Hand einiger Beispiele den Meß- bzw. Prüfvorgang aufzeigen. Da ein Manifer-Kern zur magnetischen Wobblung bei hohen Frequenzen nicht zur Verfügung stand, wurde das elektronische Prinzip gewählt. Bild 2 zeigt den Stromlaufplan des Wobbelgenerators.

Bild 2: Schaltbild des Wobbelgenerators

Durchstimmbarer und gewobbelter Oszillator

Das Gerät enthält 2 Oszillatoren, die zur Bildung des Frequenzbandes von 3 bis 223 MHz dienen, und einen dritten zur Erzeugung von Frequenzmarken. Das linke System der Röhre 2 bildet mit L_2 und C_8 den durchstimmbaren Oszillator, dessen Frequenzbereich sich von 30 bis 110 MHz erstreckt. Der Drehkondensator C_8 trägt dabei die Frequenzskala und wird mit Hilfe eines Feinantriebes betätigt. Das rechte System der Röhre 3 und beide Systeme der Röhre 4 bilden den gewobbelten Oszillator, der mit seiner Frequenz auf 113 MHz schwingt. Die Röhre 4 ist als Reaktanzröhre geschaltet und an den Oszillatorkreis, bestehend aus dem rechten System der Röhre 3, L_3 und dem Röhren-C, galvanisch angekoppelt. Die zum Wobbeln

erforderliche Sägezahnspannung gelangt über R_{16}, P_4, C_{23} und R_{15} an das Gitter der Röhre 4. Das untere Ende von R_{15} liegt durch C_{22} hochfrequenzmäßig an Masse. Bei Aussteuerung der Röhre 4 durch die Sägezahnspannung ändert sich im Rhythmus des Sägezahns der scheinbare kapazitive Widerstand der Röhre 4, und da sie praktisch die Kreiskapazität des gewobbelten Oszillators bildet, die Kreisfrequenz desselben. Um den erforderlichen Hub von ± 4 MHz zu erreichen, wurden beide Systeme der Röhre 4 parallel geschaltet.

Aus den nun zur Verfügung stehenden beiden Oszillatorfrequenzen entstehen durch Summen- und Differenzbildung folgende Frequenzbereiche:

Durch Differenzbildung:

$f_{wo} - f_{do} = 113 - 110 = 3$ MHz

$f_{wo} - f_{du} = 113 - 30 = 83$ MHz,

durch Summenbildung:

$f_{wo} + f_{du} = 113 + 30 = 143$ MHz

$f_{wo} + f_{do} = 113 + 110 = 223$ MHz

(f_{wo} = Frequenz des Wobbeloszillators)

(f_{do} = obere Frequenz des durchstimmbaren Oszillators)

(f_{du} = untere Frequenz des durchstimmbaren Oszillators),

durch Ausnutzung der 2. Harmonischen von 3 ... 83 MHz:

6 ... 166 MHz,

und schließlich steht außerdem bei abgeschaltetem, Wobbeloszillator die Grundfrequenz des durchstimmbaren Oszillators von 30 bis 110 MHz zur Verfügung. Auf der Skala sind diese Bereiche wie folgt angeordnet:

Bereich I: 30 bis 110 MHz ungewobbelt
Bereich II: 6 bis 166 MHz gewobbelt
Bereich III: 3 bis 83 MHz gewobbelt
Bereich IV: 143 bis 223 MHz gewobbelt

Die Frequenzen beider Oszillatoren werden der Mischstufe, bestehend aus dem rechten System der Röhre 2 und dem linken System der Röhre 3, durch direkte Gitterkopplung zugeführt und hier additiv gemischt. Die dabei entstehenden neuen Frequenzen werden von den verbundenen Katoden der Mischstufe abgenommen und über C_{18} und P_2 (als HF-Regler) dem Ausgang zugeführt. Am HF-Ausgang stehen also alle vorkommenden Mischprodukte, und die jeweils benötigte Frequenz wird erst durch den Prüfling herausgesiebt.

Um den für ein stehendes Bild erforderlichen Synchronlauf zwischen Wobbelgenerator und Oszillograf herzustellen, wird die Sägezahnspannung der Zeitbasis des Oszillografen gleichzeitig zum Wobbeln benutzt. Mit dem Regler P_4 kann jeder beliebige Hub eingestellt werden. Es sei noch bemerkt, daß beim Wobbeln mit einer Sägezahnspannung, je nach Vorzeichen derselben, der Arbeitspunkt der Röhre in das positive bzw. negative Gebiet der Kennlinie verlagert wird. Aus diesem Grunde stimmt die Eichung des Wobblers nur im ungewobbelten Zustand.

Bild 3: Schwebungsfrequenzen aus der Überlagerung von Harmonischen der Grundfrequenz des Markenoszillators auf die gewobbelte Frequenz

Markenoszillator

Das linke System der Röhre 1 bildet mit L_1 und C_{2a} bis C_3 den Markenoszillator. Seine Grundfrequenz beträgt 1 MHz.

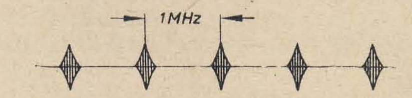


Bild 4: Freqenzmarken im Abstand von 1 MHz

Ein Teil seiner HF-Spannung wird über C_6 dem Gitter des rechten Systems, welches als Verzerrerstufe arbeitet, zugeführt.

Der Grad der Verzerrung und damit der Anteil der sich hierdurch bildenden Harmonischen kann mit P_1 eingestellt werden. Das an der Anode von $Rö_1$ stehende Spektrum wird über C_{11} ebenfalls dem Ausgang zugeführt und von der jeweilig benutzten gewobbelten Frequenz überlagert. Dadurch entstehen Schwebungsfrequenzen nach Bild 3.

Diese Schwebungsfrequenzen werden vom Prüfling und vom Oszillografenverstärker verstärkt und erscheinen zunächst als Schleier auf der Durchlaßkurve. Erst wenn man durch Parallelschalten eines genügend großen Kondensators, zum Beispiel an der Bildgleichrichterdiode eines Fernsehempfängers, dafür sorgt, daß die hohen Frequenzen dieser Schwebungen nach Masse kurzgeschlossen werden, entstehen die im Bild 4 gezeigten Marken in einem Abstand von 1 MHz.

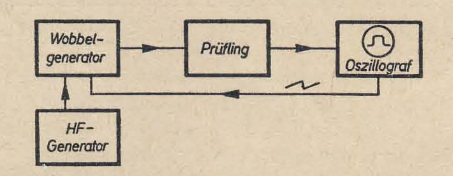


Bild 5: Blockschaltbild für die Prüfung eines Bild-ZF-Verstärkers

Dieses sogenannte Markenraster gibt wohl Aufschluß über die Breite der Resonanzkurve und über die Linearität des Wobbelhubes, nicht aber über die absolute Frequenzlage der einzelnen Kurvenpunkte. Zu diesem Zweck wurde ein Anschluß für einen HF-Generator vorgesehen. Eine HF-Spannung von etwa 50 mV der Grundfrequenz des Prüflings genügt, um eine ebenfalls gut sichtbare Marke auf der vom Oszillografen geschriebenen Durchlaßkurve zur Abbildung zu bringen. Diese Marke kann an jeden beliebigen Punkt der Kurve geschoben werden und gibt damit die Möglichkeit der absoluten Bestimmung der Meßpunkte.

Prüfung eines Bild-ZF-Verstärkers

Zunächst wird der Meßplatz nach Blockschaltbild 5 aufgebaut und der Fernsehempfänger wie folgt vorbereitet: Die Röhre 1 der Eingangsstufe wird gezogen und die Anodenspannung zum Oszillator unterbrochen. Der Ausgang des Wobbelgenerators wird durch ein 70-Ω-Kabel direkt mit dem Spannungsteiler am Gitter der Mischröhre verbunden, wobei darauf zu achten ist, daß kurze Erdverbindung zwischen Kabelmantel und Chassis besteht. Der Eingang des Oszillografenverstärkers ist mittels abgeschirmten Kabels parallel zur Bildgleichrichterdiode zu legen und parallel zu dieser (nach Masse) ein Kondensator von etwa 500 bis 1000 pF. Dieser Kondensator darf nur so groß gewählt werden, wie er zum einwandfreien Darstellen der Marken benötigt wird. Nun ist noch die Sägezahnspannung dem Oszillografen zu entnehmen und dem Wobbelgenerator über ein ebenfalls abgeschirmtes Kabel zuzuführen.

Grundsätzlich sind Schaltmittel, die vor dem Einspeisungspunkt liegen und eventuell den Abgleichvorgang ungünstig beeinflussen können, abzulöten. Bei geregelten Verstärkern ist die Regelleitung aufzutrennen und eine feste Vorspannung einzufügen. Beim Abgleich von Allstromgeräten ist ein Trenntransformator mit Abschirmung zu benutzen.

Etwa 30 Minuten nach dem Einschalten kann mit den Abstimmarbeiten begonnen werden. Bei unbekannter Zwischenfrequenz stelle man dieselbe mittels eines frequenzmodulierten HF-Generators fest. Dies gilt auch für die einzelnen Kanalfrequenzen. Alle Bedienungsknöpfe (Regler) werden auf Rechtsanschlag gebracht, einschließlich des Verstärkungsreglers des Oszillografen. Die Kippfrequenz soll etwa 50 Hz betragen. Hiernach wird der Wobbelgenerator auf die Sollfrequenz (Bandmitte) eingestellt. Jetzt muß die Kurve auf dem Bildschirm des Oszillografen erscheinen. Wird die Kurve nach unten ausgeschrieben, so ist die Bildgleichrichterdiode umzuschalten (Anode und Katode

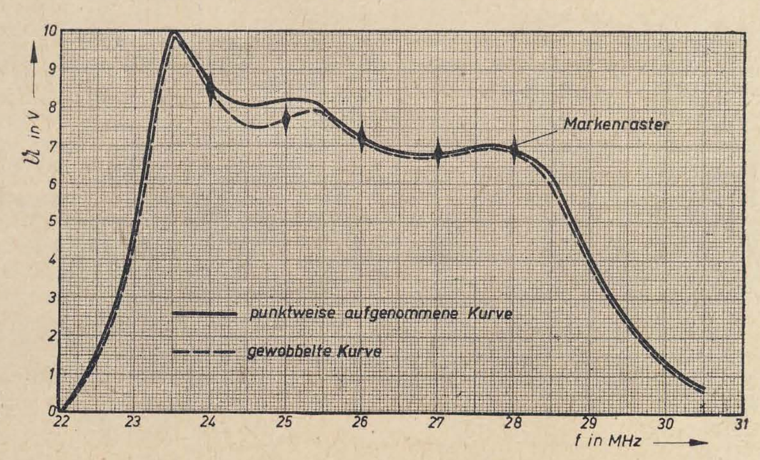


Bild 6: Durchlaßkurve eines Bild-ZF-Verstärkers

vertauschen, je nach verwendetem Oszillografen).

Nun überzeuge man sich, ob nicht einer der Verstärker übersteuert ist. Hierzu wird die HF-Amplitude des Wobbelgenerators langsam zurückgeregelt; dabei darf sich die Kurvenform nicht verändern. Verändert sich die Kurvenform und bleiben die Marken aus, so liegt unzweifelhaft eine Übersteuerung vor. Nachdem man die Kurve in die Mitte des Bildschirmes gebracht, durch Links- bzw. Rechtsdrehung des Abstimmknopfes des Wobblers das symmetrische Auswandern der beiden Fußpunkte der Durchlaßkurve festgestellt hat, wobei sich die Kurvenform grundsätzlich auch nicht verändern darf, wird der Hubregler soweit zurückgedreht, bis die gesamte Kurve etwa $^2/_3$ des Bildschirmes einnimmt. Eventuell ist danach ein Nachstimmen der Sollfrequenz des Wobbelgenerators notwendig.

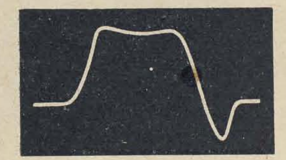


Bild 7: Verfälschtes Bild einer Durchlaßkurve

Mit Hilfe des Markenrasters und der durchstimmbaren Marke kann, unter Berücksichtigung der vom Hersteller vorgeschriebenen Bedingungen, mit den eigentlichen Abgleicharbeiten begonnen werden. Reicht die Gesamtverstärkung aus, kann auch ein stufenweiser Abgleich erfolgen.

Bild 6 zeigt die Durchlaßkurve eines Bild-ZF-Verstärkers mit eingeblendeten Marken. Die ausgezogene Kurve ist eine mit einem HF-Generator punktweise aufgenommene, die gestrichelte die vom Wobbelgenerator geschriebene maßstäblich vergrößerte. Bis auf eine geringfügige Abweichung ist eine gute Übereinstimmung beider Kurven festzustellen.

Erfolgt die Auskopplung der Energie von der Bildgleichrichterdiode — wie zum Teil vorgesehen — über ein RC-Glied, so ist darauf zu achten, daß die Zeitkonstante genügend groß für die Wobbelfrequenz ist. Anderenfalls wird die Kurve differenziert, und es entsteht eine Verfälschung derselben, wie Bild 7 zeigt.

Abgleich der gesamten Durchlaßkurve bzw. Vorstufe

Zu diesem Zweck wird die Eingangsröhre wieder eingesetzt und die Oszillatorspannung angelegt. Das HF-Kabel wird vom Einspeisungspunkt am Gitter der Mischröhre abgenommen und entweder direkt oder über ein Symmetrieglied an den Empfängereingang angeschlossen. Der Mischkreis ist wieder anzulöten. Der Wobbelgenerator ist auf die Sollfrequenz einzustellen und der Hubregler zunächst wieder auf Rechtsanschlag zu bringen. Der Markengenerator wird vorher ausgeschaltet. Das Einstellen der Hubgröße und der Symmetrie der Kurve erfolgt wie im ersten Beispiel.

Da das Spektrum der Marken nur etwa bis zu 60 MHz reicht, kann in diesem Falle nur mit der durchstimmbaren Marke, die vom zusätzlich aufgeschaltetem HF-Generator herrührt, gemessen werden.

Abgleich der Ton-ZF und des nachfolgenden Diskriminators

Vorbereitung und Einstellung wie beim ersten Beispiel. Das HF-Kabel wird wieder an den Einspeisungspunkt der Mischstufe angeschlossen. Zum Messen dieser Durchlaßkurve schließt man den Oszillografen über einen 50-kΩ-Widerstand an das Gitter der Diskriminatorröhre. Als Meßmarke dient die durchstimmbare Marke vom HF-Generator. Hierbei ist die Meßmarke in die Mitte der Kurve zu schieben. Das gleiche gilt für die Messung der Bandbreite. Ist der Abgleich vollzogen, so wird der Serienwiderstand entfernt. Der Eingang des Oszillografenverstärkers ist nun parallel zum Arbeitswiderstand der Diskriminatordioden zu legen.

Es ist beabsichtigt, einen zusätzlichen Markengeber zu dem Rechteckwellengenerator zu entwickeln, welcher dann auch für den Wobbler im Mittelwellenbereich zu verwenden ist.

Neues *Tonbandgerät* von Grundig

Seit Beginn dieses Jahres stellen die GRUNDIG-Werke als Weiterentwicklung der im Vorjahr herausgekommenen Bandspieler neue Tonbandgeräte her. Der neue Koffer TK 7/3 D für die Bandgeschwindigkeiten 9,5 und 19,05 cm/s ermöglicht es, den gesamten Tonfrequenzbereich in hoher Qualität aufzunehmen und mit entsprechender Wiedergabegüte abzuspielen. Dementsprechend wurde das Gerät mit einer kräftigeren Endstufe (El 84) und drei permanentdynamischen Lautsprechern in 3-D-Anordnung ausgerüstet. Endstufe und Lautsprecher sind in dem Koffer des TK 7/3 D untergebracht.

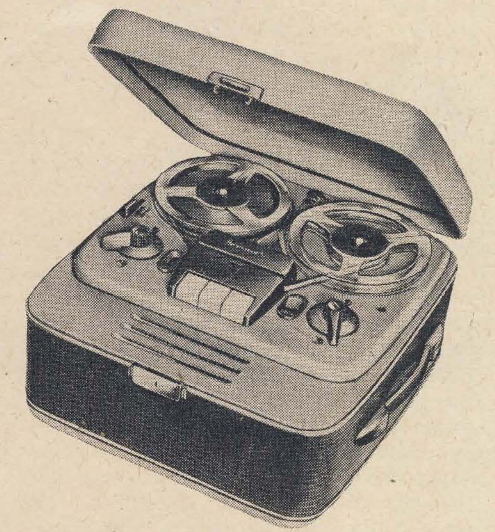
Technische Daten des TK 7/3 D

Netzspannung	110, 125, 145, 165 und 220 V/50 Hz
Leistungsaufnahme	50 W, beim Umspulen 90 W
Röhrenbestückung	EF 86, ECC 81, EL 42, EL 84, EM 85, 2 Trokkengleichrichter
Bandgeschwindigkeit	umschaltbar 9,5 oder 19,05 cm/s
Antrieb	Außenläufermotor 105 mm ∅
Bandspurlauf	Doppelspursystem mit internationaler Spurlage
Frequenzumfang	50 bis 10000 Hz bzw. 40 bis 16000 Hz
Löschen	Ferritlöschkopf
Aussteuerungskontrolle	Magischer Fächer EM 85
Laufzeitkontrolle	Bandzählwerk
Laufzeit	2 × 45 min bzw. 2 × 60 min
Umspulzeit	etwa 50 s
Automatik	selbsttätiges Ausschalten am Bandende
Ausgangsleistung	4 W
Lautsprecher	1 perm.-dyn. Frontlautsprecher 2 perm.-dyn. Seitenlautsprecher
Abmessungen	360 × 370 × 200 mm
Gewicht	12 kg

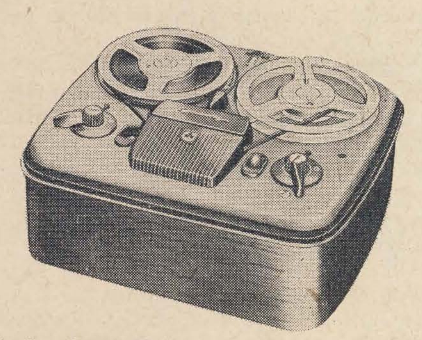
Für einfachere Ansprüche wurde noch ein zweites Tonbandgerät in Kofferform entwickelt, das Tischgerät TR 3 für die Bandgeschwindigkeit 9,5 cm/s. In diesem Aufnahme- und Wiedergabegerät wurde das Laufwerk vom Vorjahrstyp TK 5 unverändert übernommen. Das Gerät TR 3 hat keinen eingebauten Lautsprecher und Verstärker; für die Wiedergabe kann jeder vorhandene Rundfunkempfänger, Musikschrank oder Kraftverstärker verwendet werden.

Technische Daten des TR 3

Netzspannung	115 und 220 V/50 Hz
Leistungsaufnahme	45 W, beim Umspulen 90 W
Röhrenbestückung	EF 86, ECC 81, EL 42, EM 85, 2 Trockengleichrichter
Bandgeschwindigkeit	9,5 cm/s
Frequenzumfang	50 bis 10000 Hz
Löschen	Ferritlöschkopf
Aussteuerungskontrolle	Magischer Fächer EM 85
Spielzeitkontrolle	Bandzählwerk
Laufzeit	2 × 45 min
Umspulzeit	2 min



Tonbandkoffer TK 7/3D



Tonbandgerät TR 3

Die beiden Geräte gewährleisten durch ihren Aufbau eine hohe Betriebssicherheit und eignen sich in gleichem Maße für private, berufliche, künstlerische und wissenschaftliche Schallaufzeichnungen.

tae-

H. BAHNERT und W. GÜNTHER 1. und 2. Teil siehe Nr. 1 und 4 (1956)

Mitteilung aus dem VEB Sachsenwerk Radeberg

Empfindlichkeitsmessungen an Fernsehempfängern 3. Teil

Empfindlichkeitsmessungen im Sachsenwerk Radeberg

Allgemeines

Im Unterschied zu den in der Bundesrepublik gefertigten Fernsehgeräten mit fast durchweg symmetrischem Eingang haben die Fernsehgeräte T 2 „Leningrad“ und FE 852 „Rembrandt“ einen unsymmetrischen Eingang. Der Empfänger „Rembrandt“ wurde später statt mit einem Drehschalter, bestehend aus hintereinander angeordneten Schaltscheiben, mit einem Trommelschalter für zwölf Kanäle gefertigt, der eine Umschaltung des Eingangs von unsymmetrisch auf symmetrisch ohne Änderung der Schaltung zuläßt. Der zur Zeit in der Fertigung laufende Empfänger FE 855 „Rubens“ ist mit dem gleichen Trommelschalter ausgerüstet. Zur Umschaltung des Empfängers von unsymmetrisch — so werden sämtliche Geräte ausgeliefert — auf symmetrisch ist nur das Koaxialkabel vom Trommelschalter zur Antennenbuchse gegen ein 300-Ω- bzw. 240-Ω-Bandkabel auszuwechseln. Beim Empfänger FE 855 „Rubens“, der für beide Eingangsarten entwickelt wurde, befinden sich unterhalb der koaxialen Antennenbuchse drei weitere Buchsen, an die das Bandkabel angeschlossen wird. Diese Buchsen wurden so angebracht, daß der für Bandkabel vorgesehene Stecker nach RFT 506.011 verwendet werden kann. Neuerdings sollen diese Bandkabelanschlüsse nach einem DIN-Entwurf den in Westdeutschland üblichen angeglichen werden, die bei einem Steckerdurchmesser von 4 mm und einem Abstand von 12 mm einen Wellenwiderstand von 240 Ω bilden und somit einen reflexionsfreien Anschluß gewährleisten.

Die anschließend beschriebenen Empfindlichkeitsmessungen beachten nicht die Rauschfaktoren der Empfängereingänge. Sie sind nur beim Bildteil auf volle Aussteuerung der Bildröhre und beim Tonteil auf einsetzende Begrenzerschwelle zugeschnitten, und die dazu benötigten Spannungen sind wesentlich größer als die Spannungen, die zur Erreichung von Signal/Rauschabständen von 1 : 1 notwendig sind. Die Messung der Rauschzahlen wird vorbereitet, und bei den empfindlichen Geräten FE 855 C, F „Rubens“ und FE 855 G „Dürer“ und „Format“ (Intercarrier) ist die Verstärkung so groß, daß die Messung der Rauschspannung keine Schwierigkeiten mehr bereiten wird.

Empfindlichkeitsmessung

1. Bildteil

Zur Messung der Empfindlichkeit des Bild-ZF-Kanals wird ein Meßsender mit 1000 Hz 50% amplitudenmoduliert und an das Gitter der Mischröhre angeschlossen. Um Verfälschungen und Dämpfungen der Messungen auszuschließen, wird das Gitter der Mischröhre von dem Oszillatorkreis und dem HF-Kanalschalter getrennt. Ein Abschlußwiderstand von 70 Ω, der dem Innenwiderstand des Meßsenders sowie dem Wellenwiderstand des Meßkabels entspricht, schließt die Meßanordnung reflexionsfrei ab. Ist es aus Gründen schlechter Zugänglichkeit nicht möglich, den Oszillator abzutrennen, so sind die Verfälschungen nicht nennenswert, denn durch den Abschlußwiderstand von 70 Ω tritt kaum noch eine Oszillatorspannung am Mischgitter auf. Dieser Widerstand sorgt gleichzeitig für die gleichstrommäßige Erdung des Mischgitters. Dieselben Verhältnisse erhält man, wenn das Meßkabel an den Gitterkondensator der Mischröhre angeschlossen wird. Der 70-Ω-Abschlußwiderstand muß dann unbedingt vor dem Kondensator angeschlossen werden. In den Bildern 1, 2 und 3 ist der Anschluß des Meßkabels für die Empfänger T 2, FE 852 D und FE 855 dargestellt. Beim Empfänger FE 855 G, der als 17-Zoll-Gerät nicht mehr mit der ECC 81, sondern mit der ECF 82 als Mischröhre ausgerüstet ist, erfolgt die Messung auch nach Bild 3 über den Trommelschalter. Der Empfänger FE 852 B hat eine selbstschwingende Mischröhre, und seine ZF-Empfindlichkeit wird über den HF-Teil gemessen. Dazu wird die höchste Empfangsfrequenz eingeschaltet, 99,9 bis 106,4 MHz, und der Meßsender mit der Antennenbuchse verbunden. Bei dieser Methode ist zwar die ZF-Dämpfung durch den HF-Teil sehr groß, aber es ist

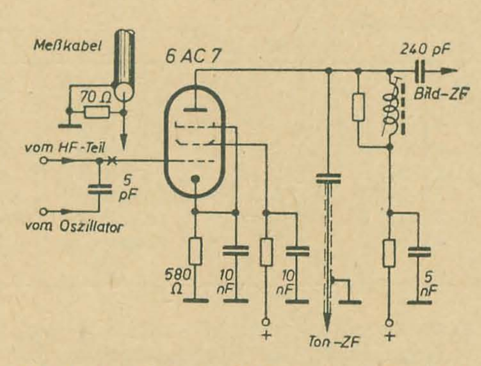


Bild 1: Anschluß des Meßkabels zur Empfindlichkeitsmessung der Bild- und Ton-ZF beim Empfänger T 2 Leningrad, x = Trennstelle

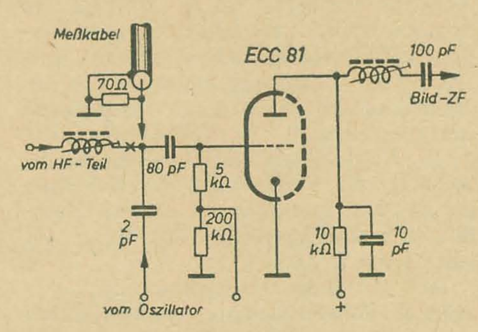


Bild 2: Anschluß des Meßkabels zur Empfindlichkeitsmessung der Bild- und Ton-ZF beim Empfänger FE 852 D Rembrandt, x = Trennstelle

gewährleistet, daß der HF-Teil die ZF-Durchlaßkurve nicht beeinflußt. Die so gemessene Empfindlichkeit ist allerdings kein Maß für die Verstärkung des ZF-Teiles, sondern nur ein relativer Wert, der sich als Mittelwert normal empfindlicher Empfänger eingeführt hat.

Als Wert der Empfindlichkeit ist die Ausgangsspannung von 10 V_{eff} (Modulationsfrequenz des Meßsenders) an der

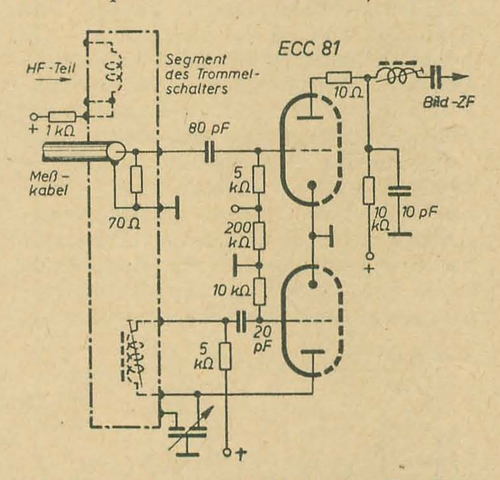


Bild 3: Anschluß des Meßkabels zur Empfindlichkeitsmessung der Bild- und Ton-ZF beim Empfänger FE 855 Rubens, x = Trennstelle

Steuerelektrode der Bildröhre festgelegt worden. Dieser Wert wurde für den Empfänger „Leningrad“ bestimmt und ist für die späteren Geräte übernommen worden. Um diese Spannung zu messen, wird ein Röhrenvoltmeter oder ein Ventilvoltmeter zwischen Katode der Bildröhre (Steuerelektrode bei allen Geräten) und Erde angeschlossen. Wird ein Ventilvoltmeter verwendet, so muß zum Abtrennen der Gleichspannung ein Kondensator von 0,1 bis 0,5 μF vorgeschaltet werden. Dieser Kondensator ist üblicherweise schon im Tastkopf des Röhrenvoltmeters eingebaut. Nach diesen Vorbereitungen wird die Meßsenderfrequenz auf den empfindlichsten Punkt der Durchlaßkurve eingestellt. Dieser Punkt wird leicht gefunden, indem die Frequenz über den Durchlaßbereich geändert wird. Der größte Ausschlag am Röhrenvoltmeter entspricht dabei der größten Verstärkung. Dieser empfindlichste Punkt kann bei einer eingesattelten Kurve ein Höcker sein, er kann über den gesamten Bereich gehen (ideale Kurve), oder er ist bei einer Glokkenkurve der Maximalwert. Die Ausgangsspannung des Meßsenders wird nun so eingeregelt, daß der festgelegte Wert von 10 V_{eff} erreicht wird. Am Meßsender kann man dann die für diesen Wert notwendige Spannung ablesen.

Beim Anschluß des Meßkabels nach den beschriebenen Methoden ist zu beachten, daß die Mischröhre während der Messung keine Gittervorspannung erhält. Eine Überlastung der Röhre ist aber nicht

zu befürchten, da der Widerstand zur Zuführung der Anodenspannung groß genug ist, um den Anodenstrom in den vorgeschriebenen Grenzen zu halten.

Die im zweiten Teil des Beitrages beschriebene 1-V-Meßmethode wird im Sachsenwerk Radeberg bereits teilweise angewendet und soll auch in die Serienfertigung eingeführt werden. Diese Methode hat den Vorteil, daß keine Röhrenvoltmeter nötig sind. Außerdem läßt sich damit vermeiden, daß Netzspannungsstöße oder sprungartige Spannungserhöhungen ein starkes Pendeln des Zeigers vom Röhrenvoltmeter hervorrufen.

2. Tonteil

Die anschließende Beschreibung ist nur für Paralleltonempfänger gültig! Das Meßkabel wird in der gleichen Art wie bei der Messung des Bildteiles angeschlossen. Der Meßsender kann hierbei unmoduliert sein und wird auf die Frequenz der Tonzwischenfrequenz eingestellt. Ein empfindliches Drehspulinstrument — 50 μA oder 100 μA Endausschlag — wird nach Bild 4 zum Messen des Begrenzerstromes zwischen Gitterableitwiderstand und Erde geschaltet. Als Empfindlichkeit ist die einsetzende Begrenzerschwelle festgelegt, das heißt die Eingangsspannung,

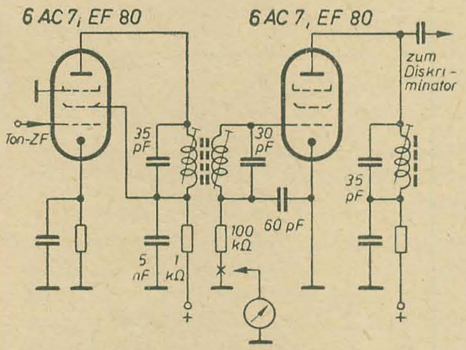


Bild 4: Messung des Begrenzerstromes, x = Trennstelle

die bei einer weiteren Erhöhung keine Zunahme der Ausgangsspannung mehr hervorruft. Die Begrenzerschaltungen der vom Sachsenwerk gefertigten Empfänger haben diesen Schwellwert bei 1,5 V HF-Spannung am Gitter. Ist nun ein μA-Meter über einen entsprechend großen Vorwiderstand — für einen Meßbereich von 5 V bei 50 μA 100 kΩ, dies ist oft der Gitterableitwiderstand selbst — angeschlossen, und das Instrument zeigt nach Erhöhen der Meßsenderspannung 1,5 V an, so gibt die Meßsenderspannung die Empfindlichkeit des Tonkanals an. Die am Gitterableitwiderstand liegende Spannung kann man nun auch direkt messen, indem sehr empfindliche Galvanometer mit einem sehr großen Vorwiderstand verwendet werden. Entsprechende Instrumente im Sachsenwerk Radeberg müssen mit Vorwiderständen bis 2 MΩ betrieben werden. Dieser Widerstand muß zur HF-Entkopplung direkt am Gitter der Begrenzerröhre angeschlossen werden.

Die HF-Teile der im Sachsenwerk Radeberg gefertigten Empfänger

Der erste gefertigte Fernsehempfängertyp, der T 2 „Leningrad", war in der Vorstufe mit der 6 AC 7 bestückt. Der Eingangskreis selbst fehlte, das Gitter war mit 70 Ω abgeschlossen.

Diese Lösung ist in bezug auf die Anpassung die günstigste, wogegen die Verstärkung durch fehlende Antennentransformation gering ist. Aber selbst bei Anwendung einer Eingangstransformation läßt sich die Verstärkung nicht wesentlich erhöhen, da der Eingangswiderstand der 6 AC 7 bei 100 MHz nur noch 500 Ω beträgt. Als Mischstufe wurde im T 2 ebenfalls eine 6 AC 7 vorgesehen, wogegen eine 6 J 5 als Oszillator diente. Als Schalter wurde ein Scheibenschalter verwendet, mit dem ein Einzelkreis zwischen Vor- und Mischstufe sowie der Oszillatorkreis mit vier Schaltstellungen umgeschaltet werden konnte. Die höchste Empfangsfrequenz des T 2 liegt zwischen 77,25 und 83,75 MHz.

Der Empfänger FE 852 B wurde in der Vorstufe ebenfalls mit der 6 AC 7 ausgerüstet, da noch keine Miniaturröhren greifbar waren. Als Schalter diente wieder ein Scheibenschalter, der ebenfalls einen Einzelkreis zwischen Vor- und Mischstufe sowie den Oszillator in vier Stellungen umschaltete. Als Vorkreis wurde ein Transformator benutzt, dessen Bandbreite durch die starke Bedämpfung des Eingangswiderstandes sehr groß war und außerdem auf den höchsten Kanal 99,9 bis 106,4 MHz abgestimmt wurde. Als Mischstufe war eine selbstschwingende 6 AC 7 vorgesehen.

Nachdem die Miniaturröhren EF 80 und ECC 81 auf dem Markt erschienen, wurde der HF-Teil des FE 852 B damit ausgerüstet und dieser Empfänger FE 852 D genannt. Auch bei diesem Gerät diente noch ein Scheibenschalter zum Umschalten der HF-Kreise. Die Antennenankopplung erfolgte kapazitiv im unteren Ende des Eingangskreises, da ein Umschalten der Antennenspule bei dieser Art Schalter zu kompliziert geworden wäre. Der Kreis zwischen Vor- und Mischstufe wurde als Bandfilter ausgebildet, wodurch man eine bessere Eingangsselektivität erreichte. Trotz der Aufteilung der Röhrenkapazitäten durch das Bandfilter erhöhte sich die Verstärkung nur gering, da der Scheibenschalter sehr große Kapazitäten besitzt. Obgleich bei 200 MHz die Verstärkung der HF-Stufe gering war, konnten mit diesem Empfänger erstmalig Sender im Band III empfangen werden.

Der für hohe Frequenzen unzweckmäßige Scheibenschalter wurde durch eine Spulentrommel als HF-Schalter abgelöst. Durch Antennentransformation sowie Bandfilter zwischen Vor- und Mischstufe konnte die Verstärkung der HF-Einheit beträchtlich erhöht werden. Dabei ist den Isoliermaterialien besonderes Augenmerk zu schenken, die beispielsweise die Kontaktfedern zwischen Trommel und Schaltung tragen; denn die Erfahrung zeigte, daß durch Materialien mit großem Verlustwinkel der gesamte Verstärkungsgewinn verlorengehen und die gleiche Empfindlichkeit wie bei Scheibenschaltern auftreten kann. Geräte mit Trommelschalter und EF 80 führen die Typenbezeichnung FE 852 E, damit wurde die Empfängerreihe „Rembrandt" abgeschlossen.

Als alle benötigten Miniaturröhren zur Verfügung standen, entwickelte man den Empfänger FE 855 „Rubens", der als FE 855 A in Einkanalausführung in kleiner Stückzahl gefertigt wurde. Sein HF-Teil entspricht schaltungsmäßig dem des FE 852 E, jedoch zunächst ohne Trommelschalter. Als FE 855 C und mit dem Trommelschalter des FE 852 E wird er als 12-Zoll-Tischgerät gefertigt. In Abwandlung — ohne Tonendstufe — ist er als FE 855 E gleichzeitig ein Bestandteil der Fernsehtruhe „Clivia". Das Rubenschassis FE 855 C wurde — zunächst für Exportzwecke — mit der Röhre ECC 84 als HF-Stufe und der ECF 82 als Mischstufe sowie als FE 855 F mit 17-Zoll-Bildröhre geliefert. Der Empfänger FE 855 G, H ist erstmalig nach dem Zwischenträgersystem aufgebaut und wird mit einer 17-Zoll-Bildröhre als Tisch- und Standgerät mit ECC 84 und ECF 82 im HF-Trommelschalter hergestellt.

Einige Empfindlichkeitswerte der beschriebenen Empfänger lassen die Entwicklung zu immer empfindlicheren Geräten erkennen (s. Tabelle).

Empfänger	Empfindlichkeit				
	Bild-ZF	Ton-ZF	Bild-HF	Ton-HF	
T 2	≦ 1,7 mV	≦ 1 mV	≦ 450 μV	≦ 400 μV	ZF-Empfindlichkeit über HF-Teil gemessen
FE 852 B	≦ 6 mV	≦ 4 mV	≦ 500 μV	≦ 500 μV	
FE 852 D	≦ 2 mV	≦ 1 mV	≦ 500 μV	≦ 500 μV	Für alle Kanäle
FE 852 E	≦ 2 mV	≦ 1 mV	≦ 500 μV	500 μV	
FE 855 A	≦ 5 mV	≦ 1 mV	≦ 1 mV	1 mV	
FE 855 C	≦ 500 μV	≦ 500 μV	30 bis 300 μV	30 bis 300 μV	je nach Kanal
FE 855 E	≦ 500 μV	≦ 500 μV	30 bis 300 μV	30 bis 300 μV	je nach Kanal
FE 855 G	≦ 300 μV	Tontreppe 10%	20 bis 100 μV	Tontreppe 10%	je nach Kanal

Zusammenfassung

Während der erste Teil dieses Beitrages die Empfindlichkeitsmessungen nach den IEC-Empfehlungen, die für Westeuropa und die USA ausgearbeitet wurden, behandelte, wurden im zweiten Teil die in der Bundesrepublik Deutschland üblichen Meßmethoden beschrieben. Die zur Zeit im Sachsenwerk Radeberg angewendeten Meßmethoden und die verschiedenen HF-Teile der im Sachsenwerk gefertigten Empfängertypen zeigte der dritte Teil. Es ist zu hoffen, daß bald — ähnlich den IEC-Empfehlungen — einheitliche Empfehlungen für ganz Deutschland ausgearbeitet werden, um die noch bestehenden Unterschiede der einzelnen Meßmethoden zu beseitigen.

Literaturangaben siehe Seite 261

Senderöhren mit Verdampfungskühlung

Senderöhren arbeiten in günstigen Fällen mit einem Anodenwirkungsgrad von 75 bis 80%. Die dabei auftretende Verlustwärme, deren hauptsächliche Ursache die Anodenverlustleistung und zum kleinen Teil die Heizleistung und die Gitterverlustleistung sind, muß auf möglichst einfache und wirtschaftliche Weise abgeführt werden, weil durch die sonst auftretende Überhitzung der Röhrenbauteile die Röhre in kürzester Zeit zerstört wird.

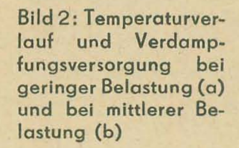
Bei Röhren bis zu maximalen Anodenverlustleistungen von etwa 1,25 kW ist ein Abführen der auftretenden Verlustwärme durch Strahlung möglich. Diese Kühlungsart kann zusätzlich durch einen leichten Luftstrom unterstützt werden, der auf den Glaskolben und die Anschlußstifte der Röhre gerichtet wird. Bei Röhren größerer Leistung wurde bisher fast ausschließlich Wasserkühlung verwendet. Diese Kühlungsart weist — ebenso wie die Luftstromkühlung — verschiedene Nachteile auf. Ein besonderer Nachteil beider Kühlungsarten ist der, daß die Kühlmittelmenge stets auf den maximal möglichen Anodenbelastungsfall ausgelegt sein muß, so daß auch während Zeiten geringerer Beanspruchung die gleich hohe Pump- oder Lüfterleistung benötigt wird. Weiterhin muß das Wasser in den meisten Fällen durch Pumpen umgewälzt und in Rückkühlanlagen gekühlt werden, was eine ständige Wartung erfordert. Als weiterer Nachteil sei die Frostempfindlichkeit genannt. Der Kühlmittelbedarf bei Wasserkühlung beträgt etwa 1 bis 1,5 l/min je kW Verlustleistung.

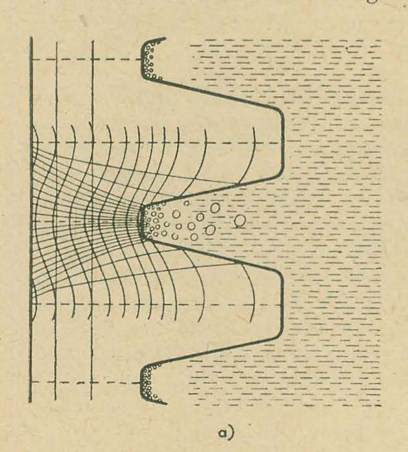
Wesentlich wirtschaftlicher erweist sich demgegenüber die Verdampfungskühlung. Hierbei wird nicht allein die Wärme abgeführt, die zum Erhitzen des Wassers bis zur Sättigungstemperatur notwendig ist, sondern auch die Verdampfungswärme. Zum Verdampfen von 1 kg Wasser werden etwa 600 kcal benötigt. Wird ein zylindrischer Körper in einem mit Wasser gefüllten Gefäß aufgehängt und von innen beheizt, so tritt bei steigender Wärmebelastung der Oberfläche des Körpers der folgende zeitliche Verlauf ein: Zunächst kommt es zu einer Dampfbildung an der Wasseroberfläche, dann mit Eintritt des Siedens zur Blasenverdampfung und anschließend zur Bildung eines Dampffilmes auf der Oberfläche des Körpers durch das sogenannte „Leydenfrostsche Phänomen". Wichtig für die Kühlung ist hauptsächlich der Zustand der Blasenverdampfung, denn bei diesem Vorgang erfolgt vorwiegend der Wärmeübergang an die Kühlflüssigkeit. Die den Dampfblasen selbst zugeführte Wärmemenge stammt fast ausschließlich aus der Flüssigkeit. Die entstehenden Blasen beeinflussen den Vorgang in Näherung nur insofern, als sie bei steigender Belastung eine kräftige Rührwirkung hervorrufen und so für eine ständige Benetzung der wärmebelastenden Oberfläche sorgen und den Wärmeübergang dadurch zunehmend erhöhen. Mit steigender Wärmebelastung vergrößern sich jedoch auch Durchmesser und Anzahl der Dampfblasen. Wird die Wärmebelastung der Heizfläche noch weiter erhöht, so bildet sich ein geschlossener Dampffilm (Leydenfrostsches Phänomen). Die Wärme muß dann durch diesen isolierten Dampffilm durch Leitung, Konvektion und Strahlung an das verdampfende Wasser übertragen werden, was ungünstig ist.

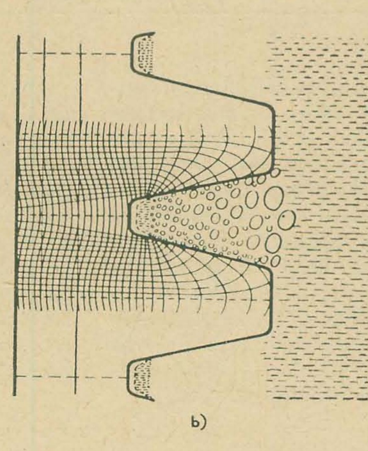
Es hat sich nun gezeigt, daß es durch eine besonders gestaltete Oberfläche der Anode möglich ist, der Entstehung eines Dampffilms entgegenzuwirken, so daß wesentlich größere Wärmebelastungen möglich sind. Zu diesem Zweck versieht man die Außenfläche der Anode mit Höckern oder Rippen (Bild 1). Hierdurch wird die vom Wasser benetzte Oberfläche der Anode vergrößert, ohne daß dadurch der Wärmeabfall in der Wand selbst nennenswert erhöht wird. Gleichzeitig stellen die Höcker aber auch wirksame Hindernisse gegen die Ausbildung eines geschlossenen Dampffilms dar und erhöhen durch ihre Form die bei der Blasenverdampfung einsetzende Rührwirkung. Auf diese Weise kommt es zu einer kräftigen Pulsation des Wasserdampfgemisches in radialer Richtung, so daß die Anodenwandung immer aufs neue mit Wasser benetzt wird, anhaftende Dampfblasen aber abgeschlagen werden.

Im Bild 2 sind der Verlauf der Verdampfung und der Wärmeübergang bei verschiedenen Betriebszuständen dargestellt. Bild 2a bezieht sich auf eine Belastung von 50 W/cm² Anodenbelastung, während Bild 2b die Verhältnisse für 200 W/cm² Anodenbelastung zeigt. Im ersten Fall (Bild 2a) nehmen nur die Vertiefungen an den Zahnfüßen an der Verdampfung teil, in den Kanälen zwischen den Zahnreihen setzt jedoch bereits eine kräftige Aufwärtsbewegung des Wassers und der in ihm enthaltenen Dampfblasen ein. Im zweiten Fall (Bild 2b) sind die Vertiefungen bereits weitgehend gegen einen Wärmeübergang isoliert, und die Zahnflanken tragen den Hauptanteil der Verdampfung. Aus den Kanälen zwischen den Zähnen werden die Dampfblasen explosionsartig nach außen geschleudert, und das Wasser schießt in die frei werdenden Räume, benetzt die überhitzte Anodenoberfläche und verdampft erneut explosionsartig. Die Belastung läßt sich bis etwa 500 W/cm² erhöhen, ohne daß die Zahnspitzen die zur Ausbildung des

Bild 1: Senderöhre RS 1041 V mit Verdampfungskühlung der Firma Siemens & Halske


Bild 2: Temperaturverlauf und Verdampfungsversorgung bei geringer Belastung (a) und bei mittlerer Belastung (b)


a)


b)

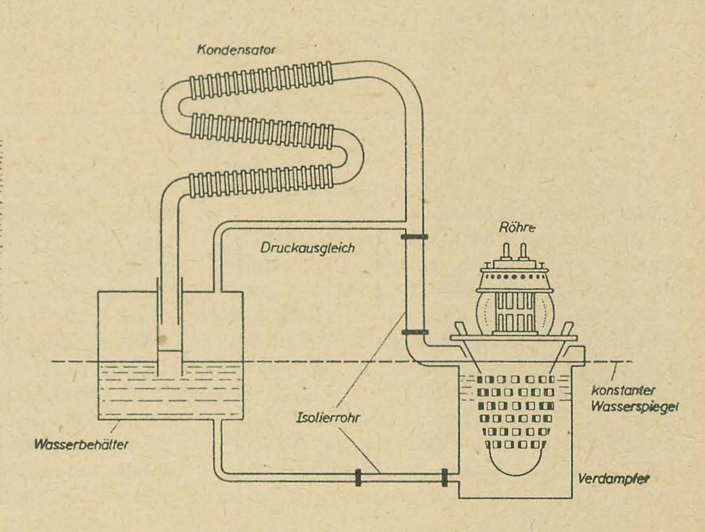


Bild 3: Schema der Verdampfungsanlage

Fernseh-empfangsantennen

vom VEB Fernmeldewerk Bad Blankenburg

Die nachfolgenden Übersichten und Tabellen wurden auf Grund von Unterlagen zusammengestellt, die uns der obengenannte Betrieb zur Verfügung stellte. Wir weisen darauf hin, daß es sich um durchschnittliche Erfahrungswerte handelt, die in Einzelfällen stark variiert werden müssen. Trotzdem dürften damit manche prinzipielle Unklarheiten beseitigt werden. Das Verzeichnis der zur Zeit auf dem Gebiet der DDR arbeitenden Fernsehsender wurde nach Angaben des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen auf den neuesten Stand gebracht.

Anwendung der Tabellen

Aus der Übersichtskarte ist die Entfernung zum nächsten Fernsehsender festzustellen. Bei Entfernungen über 100 km muß damit gerechnet werden, daß auch optimale Antennenanordnungen nicht immer zu einwandfreiem Empfang führen.

Aus den Tabellen I (für Fernsehsender im Band I) bzw. II (für Fernsehsender im Band III) sind entsprechend den Entfernungszonen und den örtlichen Empfangsbedingungen die benötigten Antennentypen zu entnehmen. Dabei sind die Antennen in der Reihenfolge aufgeführt, die dem zunehmenden Schwierigkeitsgrad (örtliche Verhältnisse) bzw. der zunehmenden Leistungsfähigkeit der Antennen entspricht. Die Angabe (II) bedeutet, daß sich der genannte Antennentyp gleichzeitig für den Empfang des Bandes II eignet. Steht „mit V." hinter der Antennenbezeichnung, so ist die genannte Antenne mit dem für den entsprechenden FS-Kanal geeigneten Antennenverstärker zu verwenden.

Die örtlichen Empfangsbedingungen sind wie folgt charakterisiert:

1. Flachland; hohe freiliegende Punkte; keine Berge, Hügel, Gebäude.
2. Im allgemeinen gute Bedingungen, jedoch Auto- und sonstige elektrische Störungen.
3. Gebirgstäler, störende Gebäude, sonstige Hindernisse (Gefahr von Geisterbildern).
4. Schlechte Bedingungen nach 3, zusätzlich Störungen nach 2.

Die den Buchstabenbezeichnungen in den Tabellen I und II entsprechenden Antennentypen des VEB Fernmeldewerk Bad Blankenburg sind dann der Aufstellung auf S. 275 zu entnehmen. Es ist zu beachten, daß jedem Kanal eine andere Bestellnummer entspricht.

Leydenfrostschen Phänomens kritische Temperatur erreichen.

Bild 1 zeigt eine solche von Siemens & Halske entwickelte Großleistungssenderöhre (Typ RS 1041 V) mit Verdampfungskühlung, die eine Nutzleistung von 350 kW liefert. Im Betrieb befindet sich die Röhre in einem Verdampfungskessel, der mit destilliertem Wasser gefüllt ist (Bild 3). Der beim Erhitzen der Anode bei Betrieb der Röhre entstehende Wasserdampf sammelt sich im Oberteil des Kessels, wird von dem mitgerissenen Wasser befreit und strömt durch ein isoliertes Hartglasrohr in einen Kondensator. Das dort anfallende Wasser fließt durch sein Eigengewicht wieder durch ein Isolierrohr aus Hartglas zum Verdampfungskessel zurück, wodurch der Kreislauf geschlossen ist. Es wird hierbei also keine Pumpe für den Wasserdampfumlauf benötigt; die ganze Anlage arbeitet fast lautlos. Der Wasserumlauf bei der Röhre RS 1041 V beträgt etwa 3,2 l/min. Würde man die Röhre durch Wasser kühlen, so würde ein Wasserumlauf von 150 l/min benötigt werden.

Die Siemens-Senderöhre 1041 V gehört zu einer neuen Gruppe von Senderöhren mit Verdampfungskühlung, die mit Nutzleistungen bis herab zu 2 kW neuerdings auch für den UKW-Bereich gebaut werden. Ihre besonderen Vorzüge sind die geringe Wartung, die elastische Anpassung an die jeweilige Anodenbelastung, die nur kleine Menge an notwendigen umlaufenden Wasser sowie der Fortfall jeglicher rotierenden Teile (Pumpen und Lüfter).

H. H. K.

Tabelle I

Empfangs-bedin-gungen	bis etwa 5 km	bis etwa 15 km	bis etwa 35 km	bis etwa 70 km	über 70 km
1	a (II)	a (II); b	b; c	c	c; d (II)
2	b	c	d (II)	d (II) mit V.	d (II) mit V.
3	c	c	c	d (II) mit V.	Empfang unsicher
4	c	d (II)	d (II)	d (II) mit V.	Empfang unsicher

Tabelle II

Empfangs-bedin-gungen	bis etwa 5 km	bis etwa 15 km	bis etwa 35 km	bis etwa 70 km	über 70 km
1	e (II); f	f; g	f; g; h (II)	g; n; i	n; i; l
2	f	f; g; h (II)	g; h (II); n (II)	h (II); n (II); k	n (II) mit V.; k mit V; m mit V.
3	f	f; i	f; i; l	i; l; m	l mit V; k mit V; m mit V.
4	f; h (II)	h (II); i; l	h (II); k	k mit V.; m mit V.	m mit V.; Empfang unsicher

Antennenmastverstärker

Bestell-Nr.	Band	Kanal	Best.-Nr.	Band	Kanal
1185.151	I	1	1185.161	III	1
1185.152		2	1185.164		4
1185.153		3	1185.165		5
			1185.166		6
			1185.167		7
			1185.168		8
			1185.169		9

UKW-Sender in der DDR

Sender	Frequenz MHz	Sender	Frequenz MHz
Marlow	91	Leipzig	88
Schwerin	89,2	Dresden	89,8
Rheinsberg	95,2	Jessen	91
Berlin I	92,5	Brocken	94,6
Berlin II	98,2	Inselsberg	94
Burg	97		

Fernsehsender in der DDR

Sender	Band	Kanal	Bildträger MHz	Tonträger MHz
Berlin-Grünau	I	1	41,75	48,25
Berlin-Stadtmitte I	I	3	59,25	65,75
Berlin-Stadtmitte II	III	9	209,25	215,75
Leipzig	I	3	59,25	65,75
Dresden	III	1	145,25	151,75
Brocken	III	4	169,25	175,75
Inselsberg	III	6	185,25	191,75
Marlow	III	7	193,25	199,75
Katzenstein	III	8	201,25	207,75

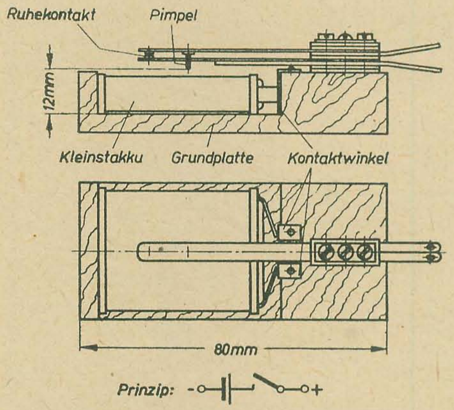
	Kanal	Bestell-Nr. / Antenne
Band I, Kanal ...		
a	1...3 und Band II	1187.708 Fernsehtischantenne
b	1 2 3	1187.610 1187.615 1187.710 gestreckter Dipol
c	1 2 3	1187.614 1187.714 1187.619 Faltdipol mit Reflektor und Direktor
d	1 2 3	1187.730 1187.731 1187.732 zweifach gestockter Faltdipol mit Reflektor
Band III, Kanal ...		
e	1...9 und Band II	1187.709 Fernsehtischantenne
f	1 4 5 6 7 8 9	1187.622 1187.652 1187.642 1187.627 1187.647 1187.637 1187.632 Faltdipol mit Reflektor und Direktor
g	1 4 6 7 8 9	1187.720 1187.721 1187.722 1187.723 1187.724 1187.725 Skelettschlitzantenne mit Reflektor
h	1 4...5 6...7 8 9	1187.733 1187.734 1187.736 1187.737 zweifach gestockter Faltdipol mit Reflektor
i	1 4 6 7 8 9	1187.740 1187.741 1187.742 1187.743 1187.744 1187.745 9-Element-Yagi-Antenne
k	1 4 6 7 8 9	1187.750 1187.751 1187.752 1187.753 1187.754 1187.755 zweifach gestockte 9-Element-Yagi-Antenne
l	1 4 6 7 8 9	1187.760 1187.761 1187.762 1187.763 1187.764 1187.765 13-Element-Yagi-Antenne
m	1 4 6 7 8 9	1187.770 1187.771 1187.772 1187.773 1187.774 1187.775 zweifach gestockte 13-Element-Yagi-Antenne
n	1 3...5 5...7 7...9	1187.676 1187.656 1187.657 1187.658 vierfach gestockte (16-Element)-Antenne

Unser Erfahrungsaustausch

Automatischer Ladebegrenzer für den IKA-Kleinstakku

Das Laden des IKA-Kleinstakkumulators erfordert eine besonders gute Überwachung, da die hermetisch abgeschlossene Zelle sich bei der Gasentwicklung aufbläht und durch Überladen unbrauchbar wird. Man kann sich mit einfachen Mitteln einen automatischen Ausschalter bauen, der bei beginnender Aufblähung des Akkumulators den Ladestromkreis unterbricht.

Als Ruhekontakt eignet sich der Kontaktsatz eines Relais. Er muß so justiert sein, daß der Abstand zwischen Grundplatte und Pimpel 12 mm beträgt. Bei 13 mm Abstand muß der Ruhekontakt bereits geöffnet sein. Er liegt in Reihe mit dem zu ladenden Akkumulator. Bei beginnender Gasentwicklung bläht sich die



Automatischer Ladebegrenzer

Zelle auf, drückt auf den Pimpel, so daß sich der Ruhekontakt öffnet. Der Ladestrom wird unterbrochen, und ein Überladen ist nicht mehr möglich.

Im Handel sind Ladegeräte für Kleinstakkumulatoren erhältlich. Diese arbeiten mit einem Glimmgleichrichter, wobei der Ladestrom etwa 30 mA beträgt.

In Verbindung mit der beschriebenen automatischen Abschaltvorrichtung wird eine weitgehende Schonung des Kleinstakkus erreicht, und die Ladung geht ohne besondere Überwachung vor sich.

Wolfgang Schöne, Dresden

Neue Preisanordnungen in der Rundfunk- und Fernsehindustrie

Unter obiger Überschrift brachten wir in Heft 4/1956 unserer Zeitschrift im Wortlaut die neue „Preisanordnung Nr. 516 (Anordnung über die Preise für Empfängerröhren). Im Gesetzblatt (Teil I) Nr. 15/1956 ist eine Berichtigung dieser Preisanordnung veröffentlicht. Nach dieser beträgt die im § 5 derselben festgelegte Einzelhandelsspanne nicht 16,5%, sondern 15% vom Industrie- bzw. Herstellerabgabepreis.

Zinnbadlötkolbenspitze

In dem Beitrag von Karlheinz Senner, Heft Nr. 17 (1955) „Zwei einfache Vorrichtungen für wirtschaftliches Verzinnen“ wird davon gesprochen, den Arbeitsplatz mit zwei Lötkolben auszurüsten: einen Lötkolben zum Löten mit normaler Lötkolbenspitze und einen mit aufgebohrter Spitze zum Verzinnen.

Kupfereinsatz des Lötkolbens
Bohrung zum Verzinnen sowie Zinnvorrat beim Löten

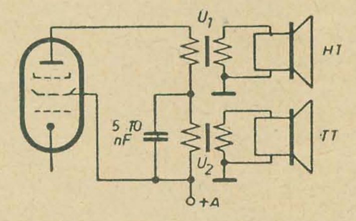
Ich verwende seit Jahren in meiner Reparaturwerkstatt mit gleichem Erfolg für das Löten und Verzinnen nur einen Lötkolben. Die Lötkolbenspitze hat etwa 5 mm hinter der Lötspitze eine Bohrung von 2 mm Durchmesser und etwa 8 mm Tiefe zum Verzinnen. Dies stört beim Löten nicht. Ich spare also nochmal 90 bis 110 W Elektroenergie sowie den zweiten Lötkolben und Arbeitszeit ein, da ich nach dem Verzinnen mit demselben Lötkolben gleich weiterlöten kann.

Martin Zahl, Grimmen

Verbesserung der Wiedergabequalität bei Mittelklassensupern

In vielen Fällen erreicht man bereits durch den Einbau eines reichlich dimensionierten Ausgangsübertragers (f_u = 30 Hz) ein weicheres, nach den Tiefen ausgeglichenes Klangbild.

Ist die Absicht vorhanden, Hochtonlautsprecher in ein Gerät einzubauen, dann verwende man das nachstehende Schaltbild. Die Ergebnisse, die damit erzielt wurden, sind sehr zufriedenstellend.



Es handelt sich hier um ein Hintereinanderschalten zweier für den jeweiligen Frequenzbereich berechneter Ausgangstrafos, wobei der eine die hohen Töne und der andere die mittleren und tiefen überträgt. Die unteren Grenzfrequenzen der Übertrager liegen bei 3000 bis 4000 Hz für den Hochtontrafo und bei 30 Hz für den Tieftontrafo. Als besonderer Vorteil dieser Schaltung ist zu werten, daß sich die Herstellung des Übertragers $Ü_2$ vereinfacht, da seine obere Grenzfrequenz nicht wie bei einem hochwertigen Ausgangstrafo 10 bis 12 kHz zu betragen braucht, sondern erheblich darunter liegen kann. Demzufolge kommen Schichtwicklung und andere die Wicklungskapazität und Streuinduktivität herabsetzende Schaltmaßnahmen nicht in Anwendung.

Eine Verbesserung der Wiedergabeeigenschaften in der beschriebenen Art ist eine lohnende „Modernisierung“ einfacher Geräte zum sogenannten 3-D-Ton. Es ist selbstverständlich, daß durch diese oder jene Schaltungsvariation sowohl die Empfindlichkeit als auch die Wiedergabegüte noch gesteigert werden können. Bei den Abänderungsvorschlägen wurde jedoch davon ausgegangen, mit möglichst geringem Aufwand an Material und Zeit eine lohnenswerte Verbesserung zu erzielen.

Roland Kummer, Triptis

Potentiometerreparatur oder Ersatz — ein Vorschlag an die Herstellerbetriebe

Die Konstrukteure der Einzelteile für Rundfunkgeräte sollten sich einmal Gedanken über die Verbesserung der Potentiometer machen. Immer wieder kommen Rundfunkgeräte zur Reparatur, bei denen der Lautstärkeregler bei jeder Drehung knattert oder aussetzt. Oft bildet dieser Regler mit dem Klangregler eine Einheit als Doppelpotentiometer, so daß in den Reparaturwerkstätten wegen des störenden Lautstärkereglers das Doppelpotentiometer ausgebaut werden muß.

Leider sind viele Ersatzteile immer noch schwer zu beschaffen. Der Versuch, die störenden Potentiometer zu reparieren, würde sich lohnen, denn es handelt sich in den meisten Fällen nur darum, die Widerstandsbahn und den Kontaktring sowie die Schleiffedern mit einem Reinigungsmittel zu säubern und die Federung neu zu justieren. Das Zerlegen und Zusammensetzen scheitert oft trotz größter Vorsicht am Ausbrechen der Gehäuseecken. Dabei ist es gleich, ob die Hohlnieten ausgebohrt oder abgefeilt werden. Es dürfte für die Herstellerfirmen kein Problem sein, statt der Hohlnieten Schrauben zu verwenden. Damit würde auch das zeitraubende Abfeilen oder Ausbohren wegfallen und den reparierenden Fachkollegen geholfen sein. Die Reparaturen könnten so mit Leichtigkeit ohne viel Zeitverlust durchgeführt werden. Wertvolles Material würde eingespart und vorhandenes auf längere Zeit der Volkswirtschaft erhalten bleiben.

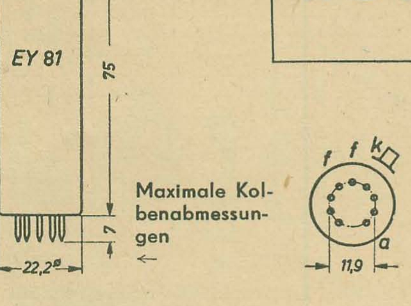
Martin Zahl, Grimmen

Mit diesem Beitrag unseres Lesers Martin Zahl, der die Konstrukteure und Herstellerbetriebe anspricht, erwarten wir eine Diskussion über die Frage: Soll man künftig die Potentiometer so gestalten, daß sie sich leicht auseinandernehmen und reparieren lassen oder ist es besser, sie so einfach und preiswert herauszubringen, daß in allen Fällen ein Ersatz vorzuziehen ist?

Die Redaktion

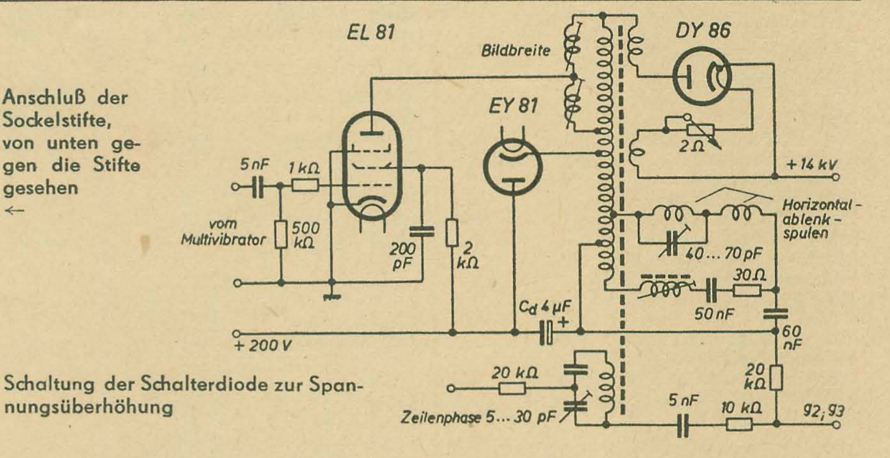
RÖHRENINFORMATION EY 81

bearbeitet von Ing. Fritz Kunze



Maximale Kolbenabmessungen ←

Anschluß der Sockelstifte, von unten gegen die Stifte gesehen ←



Schaltung der Schalterdiode zur Spannungsüberhöhung

Aufbau

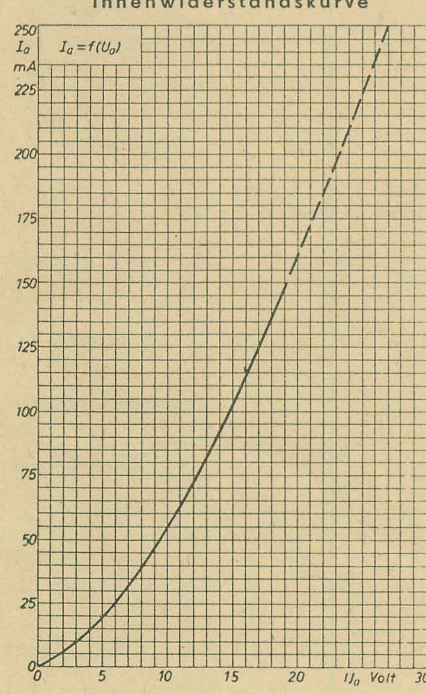
Miniaturröhre mit neun Stiften (Novalröhre). Da die Katode sehr gut gegen den Heizfaden und gegen die Anode isoliert sein und hohe Spannungsfestigkeit besitzen muß, ist sie an die Kolbenkappe geführt. Zwischen Katode und Heizfaden befindet sich ein Röhrchen aus Isoliermaterial, das für hohe Spannungsfestigkeit zwischen Heizfaden und Katode sorgt und jeden Elektronenstrom zwischen beiden Elektroden unterbindet.

Verwendung

Die EY 81 dient zur Verbesserung des Wirkungsgrades der Horizontalablenkendstufe des Fernsehempfängers. Die EY 81 liegt in der Anodenleitung der Horizontalablenkendröhre EL 81. Beim Hinlauf des Elektronenstrahles beim Schreiben des Fernsehbildes wird im Magnetfeld Energie gespeichert, die beim Rücklauf durch die Schalterdiode (Boosterdiode) EY81 zu einem Teil wieder zurückgewonnen werden kann. Der Kondensator C_d wird durch die EY 81 aufgeladen. Da die an ihm abfallende Spannung in Reihe mit der Betriebsspannung (etwa 200 V) liegt, erhält man eine Spannungsüberhöhung auf 400 bis 480 V, die der EL 81 als Anodenspannung zur Verfügung steht. Manchmal wird diese überhöhte Spannung auch an andere Stellen, zum Beispiel an die Anode der Bildablenkendröhre, geliefert.

Die Erhitzung der Katode erfolgt indirekt über das Isolierröhrchen, wodurch die Katode der EY 81 ihre Arbeitstemperatur etwa 40 bis 50 s später als die Katoden der anderen Röhren erreicht. Die Katode der EL 81 emittiert infolgedessen schon, während ihre Anode noch gesperrt ist, da die Katode der EY 81 (diese Röhre liegt ja in der Anodenleitung der EL 81) noch nicht warm ist. Während dieser Zeit geht der gesamte Katodenstrom der EL 81 auf das Schirmgitter — das ja direkt an der Betriebsspannung liegt — über. Während der Anheizzeit der EY 81 ist deshalb bei der EL 81 eine höhere Schirmgitterbelastung — 6 W — zugelassen. Um eine noch höhere Belastung des Schirmgitters auszuschließen, ist es unbedingt notwendig, in die Schirmgitterleitung der EL 81 einen Schutzwiderstand einzuschalten. Ein solcher Schutzwiderstand in der Schirmgitterleitung ist nicht nur bei der EL 81 notwendig, sondern bei jeder Röhre, die eine erhöhte Anodenspannung über die Schalterdiode EY 81 erhält.

Innenwiderstandskurve



Hersteller

VEB Funkwerk Erfurt, HV RFT

Paralleltypen

Der Allstromtyp dieser Röhre mit $I_f = 0{,}3$ A heißt PY 81.

Heizung

Indirekt geheizte Oxydkatode für Wechselstrombetrieb, Parallelheizung.

Heizspannung .	U_f	6,3	V
Heizstrom	I_f	0,82	A

Infolge der zulässigen hohen Spannung zwischen Heizfaden und Katode ist ein besonderer Isoliertransformator für die Heizung nicht erforderlich.

Grenzwerte

Zulässige Anodensperrspannung bei Rücklaufimpulsen (+k, —a)	$\hat{u}_{a\ sperr\ max}$[1]	4,5	kV
Spannung zwischen Heizfaden und Katode (+k, —f), Scheitelwert	$\hat{u}_{f/k\ max}$	800[2])	V
Impulsspitzenspannung zwischen Heizfaden und Katode (+k, —f)	$u_{f/k}$ ⎍ $_{max}$[1])	4,5	kV
Anodenspitzenstrom	$\hat{I}_{a\ max}$	450	mA
mittlerer gleichgerichteter Anodenstrom	$\bar{I}_{a\ max}$	150	mA
Ladekondensator	$C_{L\ max}$	4	µF

Kapazitäten

Katode—Heizfaden	$c_{f/k}$	ca. 4,8 pF
Katode—Anode +Heizfaden ..	$c_{k/a+f}$	ca. 8,8 pF

[1]) Impulszeit maximal 18% der Dauer einer Periode, Impulsdauer maximal 18 µs.

[2]) Hierbei Netzspannung (Effektivwert) maximal 220 V.

UC 92

Kolbenabmessungen und **Anschluß der Sockelstifte** entsprechen der EC 92[1]). Auch die bei der EC 92 angegebenen Hinweise über **Aufbau, Verwendung** und **Hersteller** gelten ebenfalls für die UC 92.

Heizung

Indirekt geheizte Oxydkatode für Allstrombetrieb, Serienheizung.

Heizspannung	U_f	9,5	V
Heizstrom	I_f	0,1	A

Meßwerte und **Betriebswerte als HF-Verstärker** in Katodenbasisschaltung sowie **Röhrenkapazitäten** sind die gleichen wie bei der EC 92.

Betriebswerte als selbstschwingende Mischröhre (additive Mischung), **Grenzwerte** und **Kennlinienfelder** siehe ECC 81[2]).

[1]) Siehe Röhreninformation EC 92 in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 7 (1954) Seite 216.

[2]) Siehe Röhreninformation ECC 81, DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 3 (1954) S. 87/88.

ECF 82

Teil 2

Fortsetzung und Schluß aus Heft 7 (1956)

Grenzwerte

a) Triodensystem

Anodenkaltspannung	$U_{a\,L\,max}$	550 V
Anodenspannung	$U_{a\,max}$	300 V
Anodenbelastung	$N_{a\,max}$	2,7 W
Gitterableitwiderstand	$R_{g\,max}$	1 MΩ
bei Oszillatorschaltung	$R_{g\,opt}$	20 kΩ
Katodenstrom	$I_{k\,max}$	20 mA
Spannung zwischen Heizfaden und Katode	$U^{-}_{f/k^{+}\,max}$	220 V
	$U^{+}_{f/k^{-}\,max}$	90 V
Äußerer Widerstand zwischen Heizfaden und Katode	$R_{f/k\,max}$	20 kΩ
Gitterstromeinsatz ($I_g \leqq +\,0{,}3\,\mu A$)	U_{ge}	−1,3 V

b) Pentodensystem

Anodenkaltspannung	$U_{aL\,max}$	550 V
Anodenspannung	$U_{a\,max}$	300 V
Anodenbelastung	$N_{a\,max}$	2,8 W
Schirmgitterkaltspg.	$U_{g2L\,max}$	550 V
Schirmgitterspannung	$U_{g2\,max}$	300 V
Schirmgitterbelastung	$N_{g2\,max}$	0,5 W
Gitterableitwiderstand	$R_{g1\,max}$	1 MΩ
Katodenstrom	$I_{k\,max}$	20 mA
Spannung zwischen Heizfaden und Katode	$U^{-}_{f/k^{+}\,max}$	220 V
	$U^{+}_{f/k^{-}\,max}$	90 V
Äußerer Widerstand zwischen Heizfaden und Katode	$R_{f/k\,max}$	20 kΩ
Gitterstromeinsatz ($I_{g1} \leqq +\,0{,}3\,\mu A$)	$U_{g1\,e}$	−1,3 V

Kapazitäten

a) Triodensystem

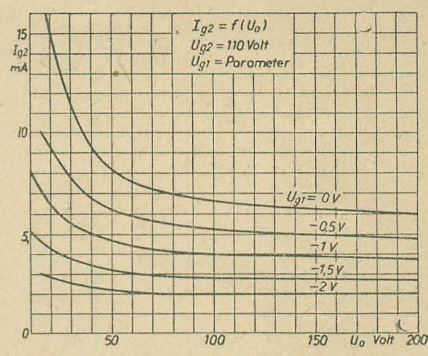
Eingang	c_e	ca. 2,5 pF
Ausgang	c_a	ca. 0,35 pF
Gitter—Anode	$c_{g/a}$	ca. 1,8 pF
Heizfaden—Katode	$c_{f/k}$	ca. 2,5 pF

b) Pentodensystem

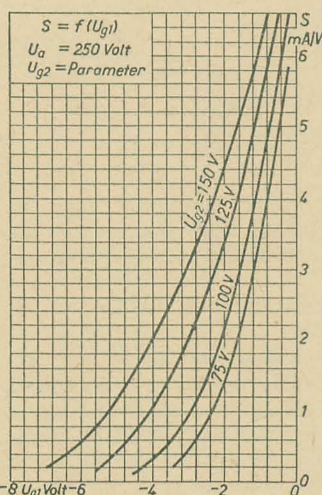
Eingang	c_e	ca. 5 pF
Ausgang	c_a	ca. 2,6 pF
Gitter 1—Anode	$c_{g1/a}$	ca. 0,01 pF
Heizfaden—Katode	$c_{f/k}$	ca. 2,6 pF

c) zwischen beiden Systemen

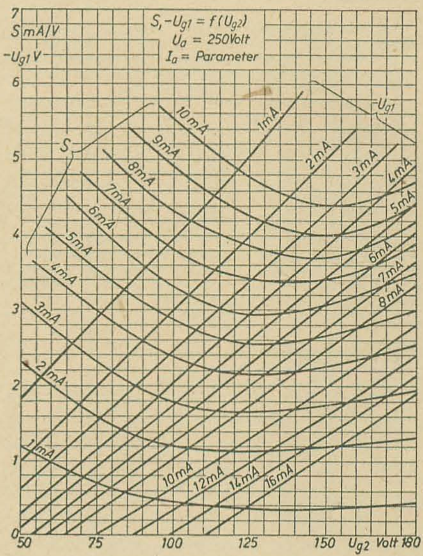
Anode Triode—Anode Pentode	$c_{aT/aP}$	≦ 0,07 pF



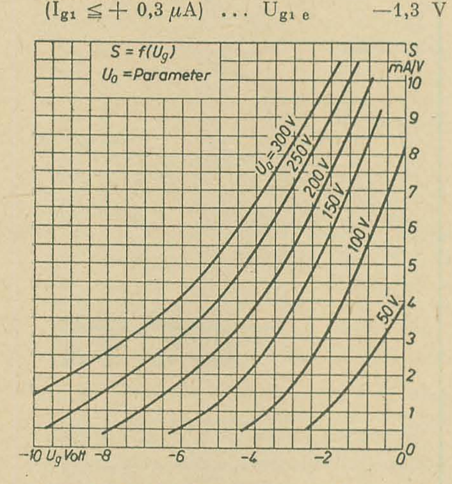
Schirmgitterstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung, U_{g2} = 110 V



Steilheit in Abhängigkeit von der Gittervorspannung, U_a = 250 V

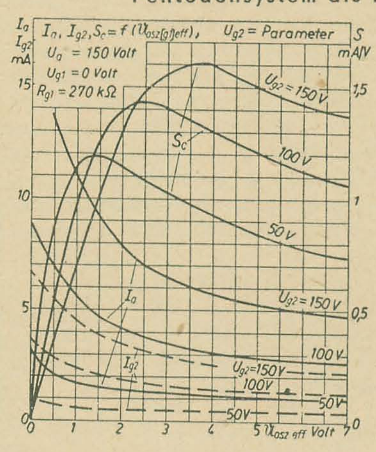


Steilheit und Gittervorspannung in Abhängigkeit von der Schirmgitterspannung, U_a = 250 V



Steilheit des Triodensystems in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

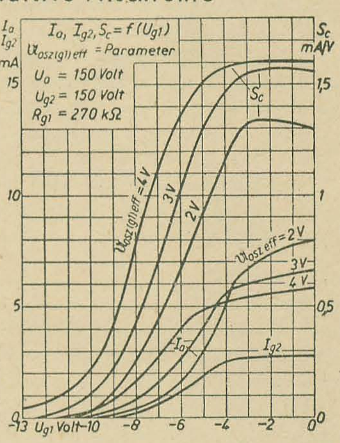
Pentodensystem als fremderregte additive Mischröhre



Anodenstrom, Schirmgitterstrom, Mischsteilheit in Abhängigkeit von der Oszillatorspannung ←

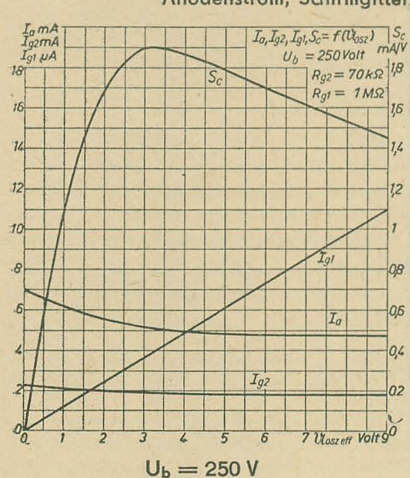
U_a = 150 V

→ Anodenstrom, Schirmgitterstrom, Mischsteilheit in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

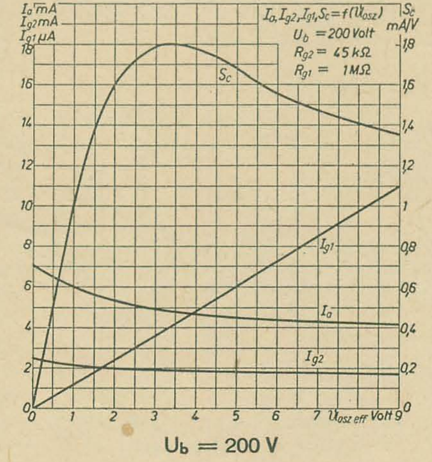


Pentodensystem als fremderregte additive Mischröhre

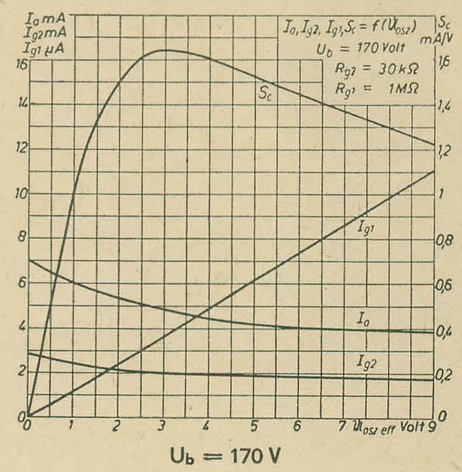
Anodenstrom, Schirmgitterstrom, Gitterstrom, Mischsteilheit in Abhängigkeit von der Oszillatorspannung



U_b = 250 V



U_b = 200 V



U_b = 170 V

LEHRGANG FUNKTECHNIK

Hörrundfunk

43. Fortsetzung

Von Dipl.-Ing. A. RASCHKOWITSCH

Ist nur ein C-Abgleich vorgesehen, dann wird am unteren Frequenzbereichende der Skalenzeiger mechanisch auf die richtige Eichmarke eingestellt, da der L-Abgleich entfällt. Dies kann allerdings nur für einen Empfangsbereich erfolgen, da der Zeiger nur einmal verstellt werden darf. Bei Einkreisempfängern entfällt der Abgleich des Vorkreises.

Beim Abgleichvorgang wird der Prüfsender auf die abzugleichende Frequenz (Wellenlänge) abgestimmt, der Zeiger auf die entsprechende Stelle der Skala gestellt und nun durch Verdrehen der entsprechenden Abgleichschrauben am Ausgangsspannungsmesser der maximal erzielbare Ausschlag eingestellt (Bild 495). Den Abgleich 1 bis 4 führt man für jeden Wellenbereich in der angegebenen Reihenfolge durch.

Eine andere Abgleichmöglichkeit der Vorkreise bei rückgekoppelten Geradeausempfängern besteht darin, nach Abgleich 1 und 2 die Rückkopplung so fest zu machen, daß gerade Selbsterregung eintritt, und bei abgeschalteter Modulation des Prüfsenders den Vorkreis (Abgleich 3 und 4) auf Schwebungslücke (Pfeiflücke) nachzuziehen.

Abgleich von Überlagerungsempfängern

Das allgemeine Abgleichschema eines AM-Überlagerungsempfängers zeigt Bild 496. Als erstes werden die ZF-Bandfilter abgeglichen. Dazu wird der Empfänger auf Mittelwelle eingestellt, der Drehkondensator ausgedreht und der modulierte Prüfsender auf die Zwischenfrequenz abgestimmt und kapazitiv (über rund 100 pF) an das Gitter der Mischröhre angeschlossen. Nun werden die ZF-Kreise in der angegebenen Reihenfolge auf maximale NF-Ausgangsspannung abgeglichen. Wegen der gegenseitigen Verstimmung der Einzelkreise wiederholt man den Abgleichvorgang jedes Filters zweckmäßigerweise mehrmals.

Überkritisch gekoppelte Bandfilter — die an den typischen zwei Höckern beim Durchdrehen des Prüfsenders erkannt werden — können nur dann richtig abgeglichen werden, wenn der andere Schwingungskreis unwirksam gemacht wird, das heißt abgetrennt, kurzgeschlossen oder stark bedämpft wird. Als Dämpfungsglied wird meist die Reihenschaltung eines Widerstandes (10 bis 50 kΩ) und einer Kapazität (einige Nanofarad) verwendet und dem Kreis parallel geschaltet.

Der ZF-Saug- oder ZF-Sperrkreis wird auf minimale NF-Ausgangsspannung abgeglichen und der Prüfsender hierzu zwischen Antennen- und Erdbuchse geschaltet.

Der Oszillatorabgleich[1]) bestimmt die Skaleneichung. Hierbei liegt der auf die abzugleichende Empfangsfrequenz abgestimmte modulierte Prüfsender zwischen Antennen- und Erdbuchse. Der Skalenzeiger ist auf die abzugleichende Eichmarke gestellt. Der Serienkondensator ist in der Regel fest ausgeführt, so daß nur am oberen und unteren Frequenzbereichende abgeglichen wird und der mittlere Abgleichpunkt sich automatisch einstellt (Dreipunktabgleich). Stimmt der mittlere Abgleichpunkt nicht, so ist bei einer Verstimmung zu hohen Empfangsfrequenzen hin der Serienkondensator zu klein bzw. die Oszillatorinduktivität zu groß und umgekehrt. Die in der Abgleichanweisung angegebenen Abgleichfrequenzen sind stets einzuhalten, da sie ebenfalls einen Einfluß auf den Gleichlauffehler haben.

Der Vorkreisabgleich erfolgt in der angegebenen Reihenfolge auf maximale NF-Ausgangsspannung, wobei der Oszillatorkreis nicht mehr verändert wird.

Abgleich von FM-Empfängern

Der Abgleich mit FM-Prüfsender und Ausgangsspannungsmesser erfolgt ähnlich wie beim AM-Empfänger auf maximale NF-Ausgangsspannung.

Der ZF-Abgleich kann jedoch auch mit einem AM-Prüfsender mit Kurzwellenbereich durchgeführt werden. Der unmodulierte, auf die Zwischenfrequenz von 10,7 MHz abgestimmte Prüfsender wird kapazitiv (über rund 50 pF) an das Gitter der UKW-Mischröhre angeschlossen und die ZF-Spannung am Gitter der letzten ZF-Röhre mit einem Röhrenvoltmeter für Hochfrequenz gemessen (Bild 497). Die ZF-Kreise werden in der üblichen Reihenfolge auf maximale ZF-Spannung abgeglichen.

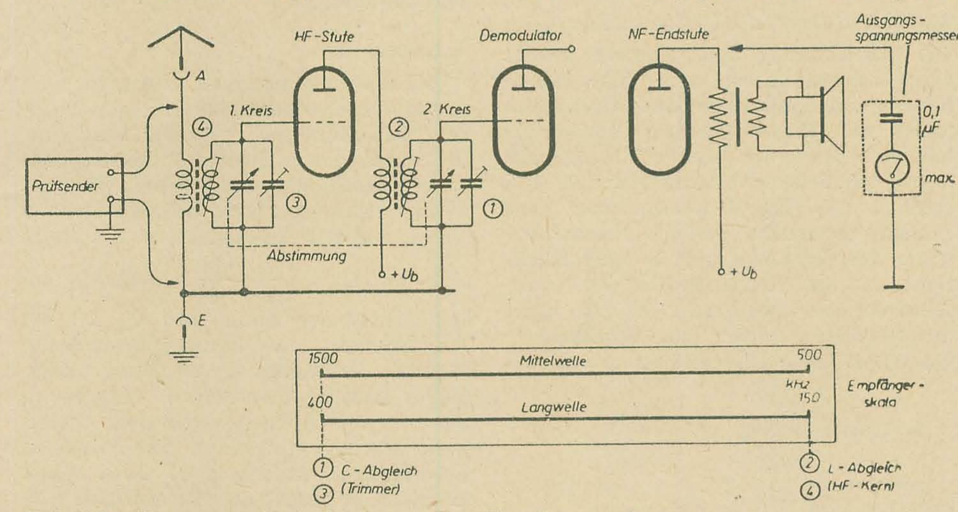


Bild 495: Allgemeines Abgleichschema eines Geradeausempfängers

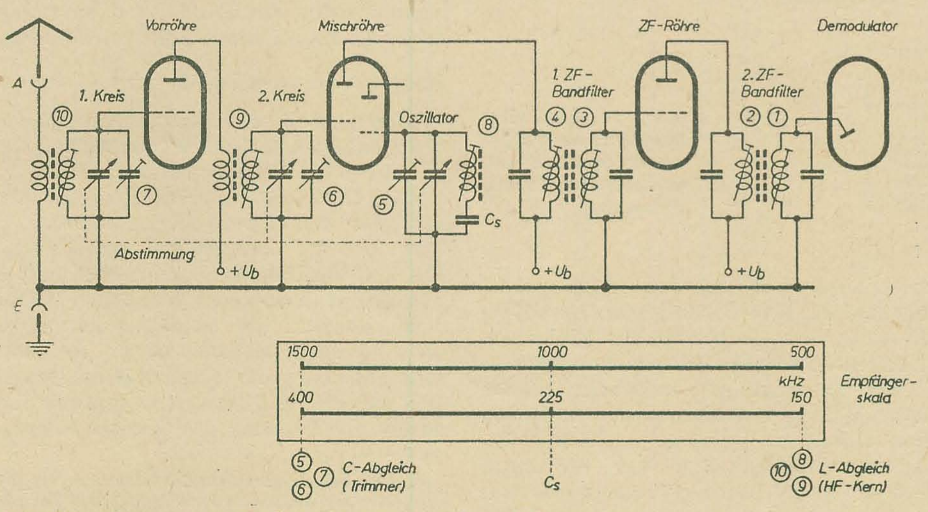


Bild 496: Allgemeines Abgleichschema eines Superhets

[1]) Vgl. auch J. Genannt, Gleichlaufmessungen an Rundfunkempfängern, RADIO UND FERNSEHEN Nr. 15 (1955), S. 467 bis 469

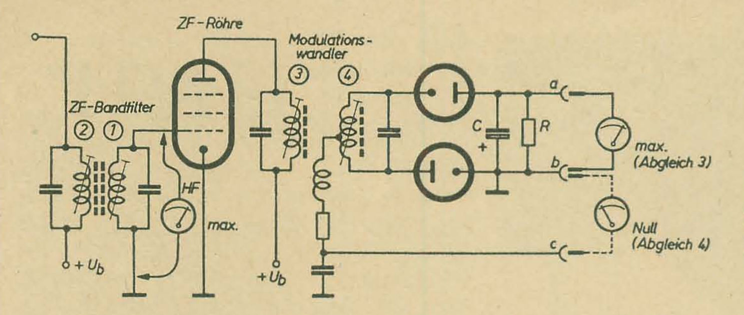


Bild 497: Allgemeines Abgleichschema für ZF-Teil und Modulationswandler eines FM-Empfängers

Nun wird der Modulationswandler des FM-Demodulators abgestimmt. Der Primärkreis ist auf maximale Summengleichspannung des Verhältnisgleichrichters abzugleichen, und der Sekundärkreis wird auf Nulldurchgang der Differenzspannung eingestellt (Bild 497). Die Linearität der Modulationswandlung und damit der richtige Abgleich sind wie folgt zu prüfen: Man verstimmt den unmodulierten Prüfsender um den Frequenzhub (± 75 kHz) beiderseits der mittleren Zwischenfrequenz (10,7 MHz). Der entstehende Spannungsanstieg zwischen Punkt b und c muß symmetrisch sein.

11. Schaltungsfragen der Sendetechnik

Allgemeines über Sender

Betriebsarten

Die Aufgabe eines Senders besteht darin, mittels der Antenne eine HF-Leistung bestimmter Frequenz und Bandbreite abzustrahlen und dadurch eine Nachricht zu übertragen. Hierzu werden heute ausschließlich Röhrensender verwendet. Die früher verwendeten Lichtbogen- und Maschinensender haben keine praktische Bedeutung mehr.

Die eine der hauptsächlich angewandten Betriebsarten stellt die sogenannte getastete Schwingung dar, die bei Funktelegrafie (Radiotelegrafie) angewandt wird und durch verschieden lange HF-Impulse die Punkte und Striche des Morsealphabetes überträgt. Wird die Schwingung vor der Tastung mit einer Tonfrequenz moduliert, so spricht man von tönender Telegrafie. Als zweite Betriebsart wird die Ausstrahlung von mit dem zu übertragenden Signal modulierten Schwingungen bezeichnet, die bei Funktelefonie (Radiotelefonie) und beim Rundfunk verwendet wird. Alle Schwingungsarten können amplituden-, frequenz-, phasen- und impulsmoduliert sein.

Stufenzahl

Der einstufige Sender besteht aus einer einzigen HF-Stufe, die sowohl zur Schwingungserzeugung, zur Tastung bzw. Modulation und zur Leistungsverstärkung dient. Er wird jedoch wegen seiner schlechten Frequenzkonstanz nur selten verwendet.

Mit Rücksicht auf Frequenzkonstanz und Leistungsverstärkung führt man den Sender zwei-, drei- und mehrstufig aus (Bild 498). So unterscheidet man Steuerstufen (Steuersender, Oszillator), Puffer- oder Zwischenstufen und Leistungsstufen (Hauptsender). Die Zwischenstufe kann dabei auch als Verstärker (Treiberstufe) oder als Frequenzvervielfacher geschaltet werden. Neben den HF-Stufen hat jeder Sender auch eine Anzahl von NF-Stufen (NF-Verstärker, Modulator).

Abstimmung und Frequenzbereich

Die Abstimmung des Senders erfolgt beim Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereich meist induktiv durch Drehvariometer mit Masseeisenkern (Variationsbereich etwa 1 : 6) oder durch Schleifdrahtvariometer (Variationsbereich von rund 1 : 20). Die L-Abstimmung wird deshalb bevorzugt, weil die Kapazitätswerte der Schwingungskreise mit Rücksicht auf das Kurzschließen der Oberschwingungen bestimmte Werte nicht unterschreiten dürfen und Drehkondensatoren so hoher Kapazitäten zu umfangreich sind. Erst bei den höheren Frequenzen des KW-Bereiches und im UKW-Bereich wird die konstruktiv einfachere Kondensatorabstimmung bevorzugt.

Aus übertragungstechnischen Gründen (verschiedene Ausbreitungseigenschaften der einzelnen Übertragungsfrequenzen, Ausweichmöglichkeiten bei Störungen u. ä.) wird die Betriebsfrequenz des Senders meist veränderlich gemacht. Bei Kristallsteuerung werden hierzu verschiedene Einzelquarze vorgesehen. Bei durchstimmbaren Sendern kann ein bestimmter Frequenz-(Wellen)-Bereich kontinuierlich verändert werden. Man geht hier meist nicht über ein Frequenzverhältnis von 1 : 2 bis 1 : 6 hinaus, da aus Gründen der Frequenzstabilität das L/C-Verhältnis nicht beliebige Werte annehmen darf [vgl. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 3 (1955) S. 94]. Größere Frequenzbereiche werden durch auswechselbare Schwingkreise überstrichen, die zu Abstimmsätzen zusammengebaut sind. Um die Frequenzeinstellung möglichst genau vornehmen zu können, werden Einstellskalen mit Noniusteilung verwendet, oder man dehnt den Skalenbereich durch geeignete Untersetzung des mechanischen Antriebes. Die Skalen tragen meist eine Gradeinteilung, die unter Zuhilfenahme von Eichkurven oder Tabellen die Frequenzeinstellung ermöglicht. Eine direkte Frequenzeichung hat den Nachteil, daß bei Änderung der Eichung infolge Alterns der Bauelemente und Röhren neue Skalenscheiben erforderlich sind.

Neben der Steuerstufe müssen auch die Puffer- und Leistungsstufen auf die Betriebsfrequenz abgestimmt werden. Man verzichtet meist aus konstruktiven Gründen auf einen Gleichlauf der Abstimmelemente und nimmt den Abgleich der einzelnen Senderstufen getrennt vor (Einzelabstimmung).

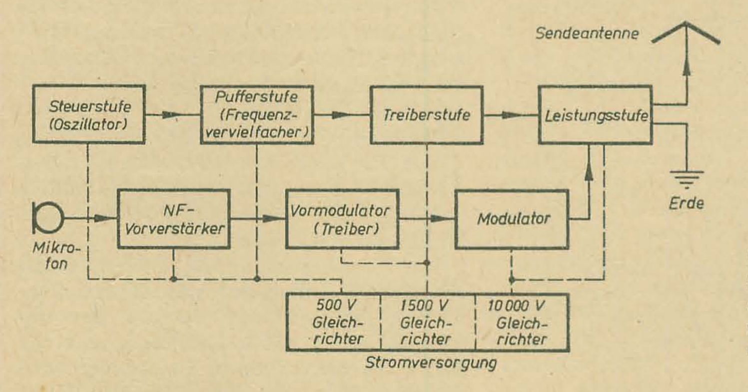


Bild 498: Blockschaltung eines vierstufigen amplitudenmodulierten Senders mit Stromversorgung

Kreisgüte

Bei der Leistungsverstärkung im Sender muß man zweierlei Kreisgüten unterscheiden. Zunächst die reine Kreisgüte, die durch die Verluste im Schwingkreis selbst bestimmt wird. Diese Güte ist kleiner als die einzelnen Gütefaktoren der Spule und des Kondensators. Sie ergibt sich zu $Q_0 = \frac{Q_c \cdot Q_L}{Q_c + Q_L}$, wenn Q_L der Gütefaktor der Spule und Q_c der des Kondensators ist. Die abgegebene Nutzleistung denkt man sich in einem zusätzlichen Parallelwiderstand R verbraucht, der von der Antenne oder dem Gitterkreis der nachfolgenden Stufe in den Schwingkreis transformiert wird. Dieser Widerstand (meist der für optimale Leistungsabgabe der Röhre geforderte Anpassungswiderstand) bestimmt normalerweise die resultierende Güte des Schwingkreises, und zwar ist $Q = \frac{R}{\sqrt{L/C}}$. Da der Widerstand R aus Anpassungsgründen gegeben ist, hängt die Kreisgüte von der Wahl des L/C-Verhältnisses ab.

Die Güte der Senderkreise darf aus Gründen der Oberwellenunterdrückung nicht beliebig klein gewählt werden, d. h., das L/C-Verhältnis soll einen bestimmten Wert nicht übersteigen, weil bei zu kleiner Kreiskapazität die Ableitung der Oberschwingungen erschwert wird[1]). Andererseits hat eine große Kapazität den Nachteil, daß die resultierende Dämpfung und damit die Verluste des Kreises steigen.

[1]) Der Schwingkreiskondensator hat für die (höherfrequenten) Oberschwingungen einen geringeren Widerstand als für die Grundfrequenz.

Aus diesen Gründen schließt man zwischen den beiden Forderungen einen Kompromiß und wählt die Kreisgüte der Senderkreise in der Größenordnung von 10 bis 20.

Die Kreisgüte ist das Verhältnis der Blindleistung zur Wirkleistung des Kreises, d. h. das Verhältnis der im Kreis schwingenden Energie $\mathfrak{N}_k$ zur abgegebenen Energie $\mathfrak{N}_a$. Also für den Anodenkreis zum Beispiel:

$$Q = \frac{\mathfrak{N}_k}{\mathfrak{N}_a} = \frac{\omega_r C \left(\frac{\mathfrak{U}_a}{\sqrt{2}}\right)^2}{\mathfrak{N}_a}. \qquad (257)$$

Daraus ergibt sich die Schwingkreiskapazität zu

$$C = \frac{2\,Q \cdot \mathfrak{N}_a}{\omega_r \cdot \mathfrak{U}_a^2}, \qquad (257\,a)$$

oder mit $\mathfrak{N}_a = \frac{1}{2}\,\mathfrak{J}_a\,\mathfrak{U}_a$:

$$C = \frac{Q}{\omega_r} \cdot \frac{\mathfrak{J}_a}{\mathfrak{U}_a} = \frac{Q}{\omega_r\,R_a}, \qquad (257b)$$

da man für $\frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{J}_a}$ den Anpassungswiderstand R_a setzen kann. Ähnliche Überlegungen gelten auch für den Gitterkreis.

Beispiel: Wie groß ist die Kapazität C und die maximale Blindleistung einer 1,45-kW-Verstärkerstufe ($\mathfrak{U}_a = 3{,}15$ kV, $\mathfrak{J}_a = 0{,}92$ A) bei einer Resonanzfrequenz von 1 MHz und einer Kreisgüte $Q = 20$ [vgl. Rechenbeispiel RADIO UND FERNSEHEN Nr. 9 (1955) S. 283]?

Für die Kreiskapazität gilt nach Gleichung (257 b):

$$C = \frac{20}{2\,\pi \cdot 10^6} \cdot \frac{0{,}92}{3150} = 920 \text{ pF}.$$

Wir wählen den runden Wert von 1000 pF.

Die Blindleistung in Anodenkreis beträgt $1{,}45 \cdot Q = 29$ kW.

Bei einem Spulengütefaktor von $Q_L = 400$ und einem Gütefaktor des Kondensators $Q_c = 2000$ tritt in der Spule eine Verlustleistung von

$$N_{vL} = \frac{\mathfrak{N}_k}{Q_L} = \frac{29\,000}{400} = 72{,}5 \text{ W}$$

und im Kondensator eine Verlustleistung von

$$N_{vc} = \frac{\mathfrak{N}_k}{Q_c} = \frac{29\,000}{2000} = 14{,}5 \text{ W}$$

auf. Diese wird als Wärme frei.

Man erkennt hier sehr gut, daß bei großer Kreisgüte, d. h. großer Blindleistung, auch die Verluste im Kreis anwachsen und die Beanspruchung des Kondensators und der Spule steigt.

Senderleistung

Entsprechend der abgestrahlten Oberstrichleistung unterscheidet man:

- Kleinstsender (unter 100 W)
- Kleine Sender (bis etwa 1 kW)
- Sender mittlerer Leistung (bis etwa 10 kW)
- Großsender (über 10 kW).

Die Bauelemente eines kleinen Senders unterscheiden sich nicht wesentlich von denen eines Kraftverstärkers für Tonwiedergabe. Mit steigender Senderleistung müssen jedoch auch die Widerstände, Spulen, Kondensatoren und Röhren konstruktiv anders durchgebildet werden, um die hohen Leistungen verarbeiten zu können[1]). Insbesondere dürfen sie keine hohen Verluste besitzen, da dadurch der Wirkungsgrad der Sendeanlage verschlechtert wird. Die Gütefaktoren für Spulen liegen daher in der Größenordnung von 300 bis 800, die der Kondensatoren bei etwa 1000 bis 5000 bei der Betriebsfrequenz.

Bei Großsendern ist eine künstliche Kühlung der Spulen und Röhren erforderlich. Neben der Wasserkühlung wird neuerdings auch die billigere Luftkühlung verwendet. Um beim Versagen einer Stufe einen längeren Senderausfall zu vermeiden, sind bei Großsendern die Endstufen mit den Kühlanlagen meist doppelt vorhanden.

Leistungsendstufe

Bei Sendern kleiner und mittlerer Leistung baut man die Leistungsendstufe sowohl in Eintakt- als auch in Gegentaktschaltung. Die Wahl der geeigneten Schaltung erfolgt hier weitgehend mit Rücksicht auf die Antennenanlage. Bei symmetrischen Antennenanordnungen ist die Gegentaktschaltung zweckmäßiger, bei unsymmetrischen Antennen die Eintaktschaltung.

Bei Großsendern wird im allgemeinen die Gegentaktendstufe vorgezogen, da sie eine gute Neutralisation im gesamten Frequenzbereich und eine bessere Unterdrückung der Oberschwingungen ermöglicht.

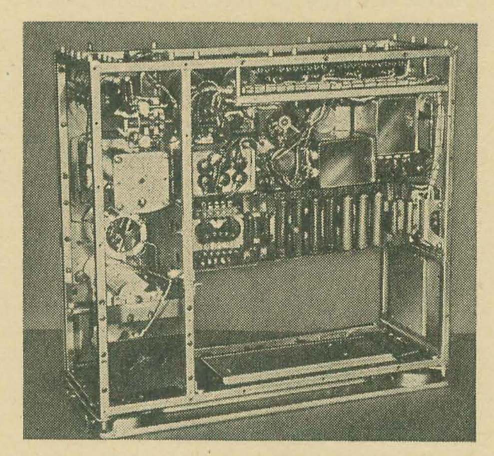


Bild 499: Aufbau und Verdrahtung eines zweistufigen Telefoniesenders (Ausgangsleitung 70W)

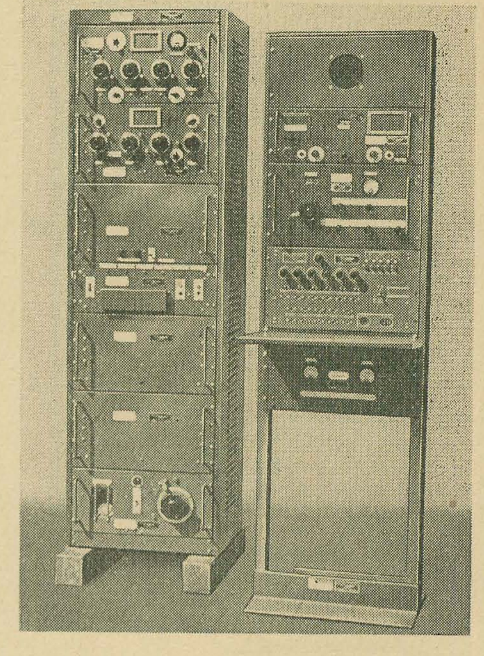


Bild 501 links: Das Gestell eines UKW-Senders (Ausgangsleistung 50 W) mit den Baugruppen (von oben nach unten): Leistungsstufe, Steuerstufe, Modulotionsstufe, Stromversorgung (Gleichrichter), rechts: Kontrollempfänger mit Frequenzmesser

Neben Sendetrioden werden oft auch Hochleistungspentoden in der Endstufe verwendet, deren kleine Gitteranodenkapazitäten meist eine Neutralisation erübrigen. Der kleinere Durchgriff hat eine geringere Anodenrückwirkung zur Folge, so daß man bei Sendepentoden mit kleineren Steuerspannungen und Steuerleistungen auskommt.

Aufbau

Der konstruktive Aufbau eines Senders ist hauptsächlich von seiner Leistung bestimmt, während der Frequenzbereich hierauf nur einen geringen Einfluß hat.

Die Kleinstsender sind häufig transportabel ausgeführt und oft mit einem entsprechenden Empfänger zu einem Funksprechgerät vereinigt. Sie werden als Fahrzeug-, Flugzeug-, Bordfunk- oder Tornisteranlagen (unter 10 W) gebaut.

Größere Sendeanlagen sind in Rahmengestellen als geeignete Baugruppen (Ein-

[1]) Vgl. R. Kaiser, Großsender, DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 1 (1953) S. 24 bis 26, und Kusserow, Großsenderbau im VEB Funkwerk Köpenick, RADIO UND FERNSEHEN Nr. 7 (1955) S. 192 bis 194.

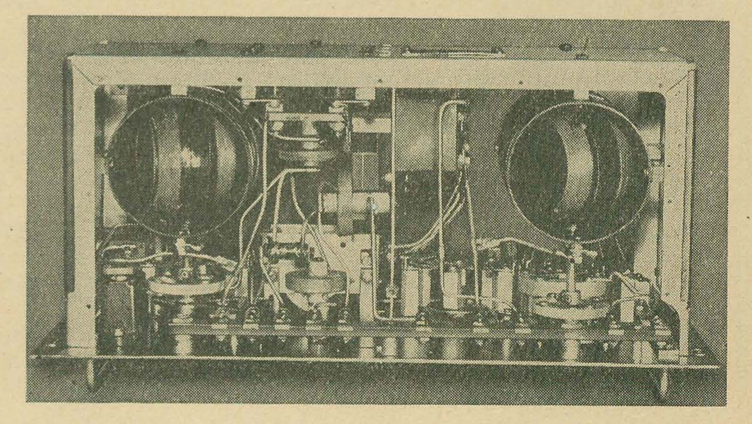


Bild 500: Abstimmsatz des Senders im Bild 499 für den LW-Bereich von 200 bis 500 kHz (links Steuerkreis, rechts Leistungskreis)

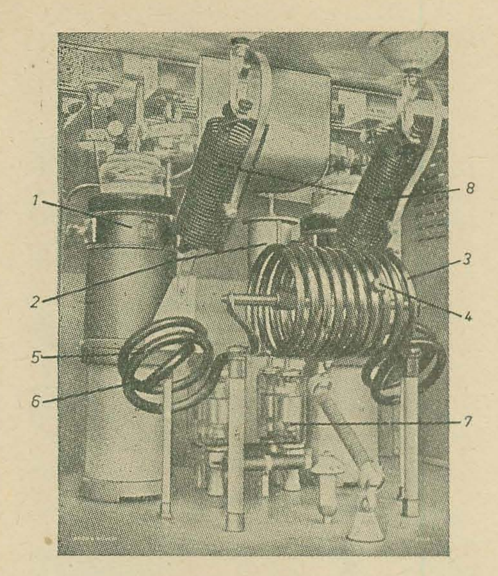


Bild 502: Die Gegentaktendstufe eines 10-kW-Kurzwellensenders (BROWN, BOVERI & Cie).
1: Luftgekühlte Sendetriode ATL 10–3,
2: Neutralisationskondensatoren (zylindrische Luftkondensatoren),
3, 4: Schleifdrahtvariometer (3 Spule, 4 Abgriff) zur Grobabstimmung der Leistungsstufe im Frequenzbereich von 5,5 bis 21,6 MHz,
5, 6: Variometer zur Feinabstimmung (5 Spule, 6 drehbare Kurzschlußwindung),
7: Schwingkreiskondensatoren (Vakuumkondensatoren),
8: Kopplungsspulen zur Antennenleitung

schübe) untergebracht oder in Schrankbauform ausgeführt. Auch im Großsenderbau geht man von der früher üblichen offenen Bauweise zur geschlossenen Schrankbauweise über. Die hohen, zum Teil lebensgefährlichen Spannungen, mit denen die Sender betrieben werden (bis zu 50 kV bei Großsendern mit Anodenmodulation), erfordern eine Reihe von Schutzmaßnahmen für das Bedienungspersonal. Die NF-Signalerzeugung ist beim Großsender meist örtlich getrennt von der Sendeanlage untergebracht (z. B. im Tonstudio, Telegrafenamt u. ä.). Die Verbindung mit dem Sender erfolgt durch geeignete Kabel oder neuerdings auch über Richtfunkstrecken, wobei die Modulation des Senders durch einen Ballempfänger vorgenommen wird.

Einige konstruktive Beispiele des Senderaufbaues zeigen die Bilder 499 bis 502.

Stromversorgung

Als Stromversorgung kommen bei kleinen Sendern neben Batterien Einankerumformer und Wechselrichter oder auch Netzgleichrichter zur Verwendung. Sender mittlerer Leistung werden heute fast ausschließlich aus dem Wechselstromnetz über Gleichrichter betrieben. Für die Gleichrichtung werden meist Trockengleichrichter oder Hochvakuumgleichrichterröhren verwendet.

Bei Großsendern erfolgt die Stromversorgung aus geeigneten Kraftnetzen über Quecksilberdampfgleichrichter. Neben der eigentlichen Sendeanlage müssen hier auch verschiedene Hilfsanlagen, wie Raumbeleuchtung, elektrische Raumheizung, Klimaanlage, Wasserpumpen bzw. Ventilatoren für die Röhrenkühlung, mit Strom versorgt werden. Der Gesamtwirkungsgrad solcher Anlagen liegt bei etwa 15 bis 25%.

Die Siebung der Sendergleichspannungen muß sehr sorgfältig vorgenommen werden. Die Welligkeit der Anodengleich-

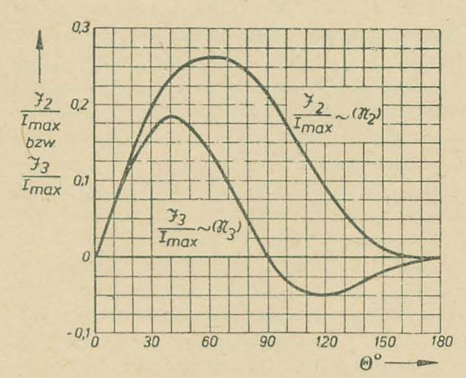


Bild 503: Zweite und dritte Harmonische (erste und zweite Oberschwingung) bzw. deren Leistung in Abhängigkeit vom Stromflußwinkel Θ

spannung darf 1% nicht überschreiten und die der Gitter- und Mikrofonspannung muß sogar rund 1‰ betragen. Größere Welligkeiten der Speisegleichspannungen haben ein störendes Brummen des Trägers zur Folge.

Frequenzvervielfachung

Da die Resonanzfrequenz eines Schwingkristalles von dessen Dicke abhängt (je dünner das Kristallplättchen, desto höher seine Eigenfrequenz), ist hier naturgemäß in bezug auf die gewünschte Frequenz bald eine Grenze gesetzt. Sehr dünne Kristallplättchen (bei 10 MHz beträgt die Kristalldicke nur noch 0,024 mm) lassen sich verhältnismäßig schwer herstellen, und ihre Schwingleistung ist sehr gering. Soll nun die Betriebsfrequenz eines Senders viel höher liegen als die durch den Kristall erreichbare, so werden sogenannte Frequenzvervielfacher verwendet. Andererseits wird von der Frequenzvervielfachung auch dann Gebrauch gemacht, wenn der Sender selbsterregt ist, weil sich relativ niedrige Frequenzen stabiler herstellen lassen als höhere [vgl. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 5 (1955) S. 155]. Durch Frequenzvervielfachung wird schließlich eine bessere Rückwirkungsverminderung zwischen den einzelnen Senderstufen erreicht, da diese dann mit verschiedenen Frequenzen arbeiten.

Frequenzvervielfacher sind im Prinzip Röhrenverstärker, die in geeigneter Weise (C-Betrieb) im Anodenkreis eine starke Verzerrung des Anodenwechselstromes erzeugen. Aus den zahlreichen Oberschwingungen wird dann mittels eines abgestimmten Anodenkreises die gewünschte Harmonische ausgesiebt. Praktisch kommt nur eine Frequenzverdopplung oder Frequenzverdreifachung je Stufe in Frage, da die Energie der höheren Harmonischen mit ihrer Ordnungszahl rasch abnimmt (Bild 503). Die Ausgangsleistung einer Oberschwingung ist daher immer kleiner als die der Grundschwingung.

Die zweite Harmonische hat ihr Maximum bei einem Stromflußwinkel von 60° (Bild 503), und ihre Leistung beträgt rund die Hälfte der höchsten Leistung der Grundschwingung [vgl. Bild 363 bei $\Theta = 122°$, RADIO UND FERNSEHEN Nr. 9 (1955) S. 281]. Das Maximum der dritten Harmonischen liegt bei $\Theta = 40°$ und beträgt etwa ein Drittel der Maximalleistung der Grundschwingung. Da im C-Betrieb gearbeitet wird, ist zur vollen Aussteuerung eine sehr hohe Steuerspannung erforderlich. Zur Erzielung eines möglichst großen Wirkungsgrades ist der Frequenzvervielfacher mit der maximal zulässigen Anodengleichspannung zu betreiben und die Aussteuerung bis zum maximal zulässigen Gitterstrom vorzunehmen.

Nach Gleichung 194 [RADIO UND FERNSEHEN Nr. 9 (1955) S. 282] gilt für den Wirkungsgrad bei Frequenzverdopplung:

$$\eta_2 = \frac{1}{2} \frac{\mathfrak{U}_a \mathfrak{I}_{a2}}{U_a I_a}. \qquad (258)$$

Rechnen wir mit einer Spannungsausnutzung von $\mathfrak{U}_a/U_a = 0{,}9$ und entnehmen wir für $\Theta = 60°$ aus Bild 503 und Bild 363 die Werte $\mathfrak{I}_{a2}/I_{a\,max} = 0{,}276$ und $I_a/I_{a\,max} = 0{,}218$, so ist:

$$\eta_2 = \frac{1}{2}\, 0{,}9\, \frac{0{,}276}{0{,}218} = 0{,}57 \approx 0{,}6.$$

Ähnlich gilt für den Wirkungsgrad des Frequenzverdreifachers:

$$\eta_3 = \frac{1}{2} \frac{\mathfrak{U}_a \mathfrak{I}_{a3}}{U_a I_a} \qquad (259)$$

oder

$$\eta_3 = \frac{1}{2}\, 0{,}9\, \frac{0{,}185}{0{,}148} = 0{,}56 \approx 0{,}6.$$

Die Berechnung des Frequenzvervielfachers erfolgt ähnlich wie die des Senderverstärkers.

Zur Frequenzvervielfachung eignen sich besonders Schirmgitterröhren wegen ihrer kleineren Anodenrückwirkung und damit günstigeren Aussteuerungsmöglichkeit (geringere Steuerleistung und Steuerspannung). Da beim Frequenzvervielfacher Gitter- und Anodenkreis auf

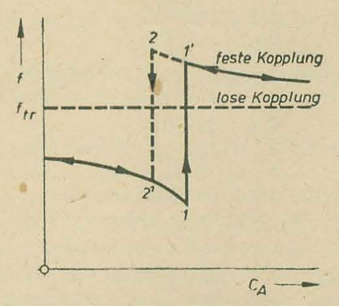


Bild 504: Antennenrückwirkung auf den Steuersender bei direkter Ankopplung. Feste Kopplung: Zieherscheinungen; lose Kopplung: keine Beeinflussung

verschiedene Frequenzen abgestimmt sind, besteht keine Rückkopplungsgefahr über die Gitteranodenkapazität, so daß auch eine Neutralisation nicht erforderlich ist. Im allgemeinen arbeiten mehrere Zwischenstufen des Senders als Frequenzvervielfacher, wodurch man jede beliebige Vervielfachung erzielen kann.

Wird fortgesetzt.

Literaturkritik und Bibliographie

Ing. Werner Zühlsdorf

Grundlagen der Steuerungstechnik für die Elektroautomatisierung von Industrieanlagen

VEB Verlag Technik, Berlin, 1955

208 Seiten, 68 Bilder, DIN A 5

Ganzleder 15,— DM

Die Steuerungstechnik stellt im Rahmen des allgemeinen Maschinenbaus und der Elektrotechnik ein neuzeitliches Teilgebiet dar, das sich mit der Technik mechanischer und elektrischer Anordnungen zur Beeinflussung der Arbeitsvorgänge, Arbeitsgeschwindigkeit usw. in Industriebetrieben aller Art beschäftigt. Insbesondere hat sich die Elektronik in den letzten Jahren besonders an den Stellen durchgesetzt, wo es auf eine Verbesserung und Verfeinerung der Fertigungsverfahren, der Prüfung, Überwachung und Regelung von Prozessen verschiedenster Art ankommt.

Das vorliegende Buch des Verfassers macht es sich zur Aufgabe, die für die Entwicklung von Industrieanlagen Verantwortlichen mit den Grundlagen der Steuerungstechnik so weit vertraut zu machen, daß sie von vornherein bei der Konstruktion elektrotechnischer Ausrüstungen auf die Belange der automatischen Steuerung Rücksicht nehmen. Nachträgliche Änderungen, die viel Zeit und Geld kosten, können auf diese Weise vermieden werden. Das der Steuerungstechnik gewidmete Buch gliedert sich in drei Hauptabschnitte: Grundlagen und Begriffe, Projektierungsgrundlagen, Grundelemente für halb- und vollautomatische Steuerungen. Innerhalb dieses Rahmens werden alle für die Berechnung und Auslegung von Schaltungen (zum Beispiel Brückenschaltungen, Eintakt- und Mehrtaktschaltungen) notwendigen Begriffe und Zusammenhänge geklärt.

Man kann das Buch allen Studierenden der Elektrotechnik und des Maschinenbaus als gute Grundlage empfehlen sowie denjenigen Meistern, Monteuren usw., die mit der Wartung, Bedienung und Störungsbehebung in automatischen Industrieanlagen betraut werden. Es werden nur die Kenntnisse der Grundlagen des elektrischen Anlagenbaues vorausgesetzt, auf mathematische Ableitungen und umfangreiche Berechnungen wurde verzichtet.

Bei einer Neuauflage wäre es zu empfehlen, im Anhang ein Sach- und Stichwörterverzeichnis anzufügen. Der mit der Materie nicht Vertraute wäre dann in der Lage, sich schnell über ihm nicht geläufige Begriffe, wie Vektorlage, Einimpulsautomatik, Möllerniveau usw., zu informieren.

Druck, Illustration und Einband des Buches entsprechen allen Anforderungen, wie man das bei Büchern aus dem VEB Verlag Technik gewöhnt ist.

Taeger

W. Hornauer

Industrielle Automatisierungstechnik

VEB Verlag Technik, Berlin, 1955

160 Seiten, 139 Bilder, 6 Tafeln, DIN A 5

Ganzleder 15,— DM

Ein Querschnitt durch das heute so aktuelle und vielleicht wichtigste Gebiet unserer Volkswirtschaft, Automatisierung der Industrie, vermittelt von einem berufenen Fachexperten unter Vermeidung alles theoretischen Ballastes, geschrieben in gedrängter Form für den viel beschäftigten Mann der Praxis, — wird dieses kleine Werk sicher schnell seine Aufgabe erfüllen, den Ingenieuren, Technikern und Konstrukteuren aller Industriezweige grundlegende Kenntnisse für die bevorstehenden dringenden Arbeiten in der Automatisierung zu vermitteln. Es will kein Handbuch oder Vademekum sein, wenn es auch auf den kaum 150 Seiten eine nicht aufzählbare Vielfalt von Geräten und Verfahren der Wirk-, Steuer- und Regelungstechnik bringt. Wichtig ist die kurze Einführung in die Grundbegriffe mit der Erläuterung der Nomenklatur gemäß DIN 19226 (Regelungstechnik), um einen einheitlichen Sprachgebrauch für diese popularisierte Disziplin der Technik zu sichern (auch die Presse sollte sie berücksichtigen!). Für das Zusammenwirken mehrerer Wirk-, Steuer- und Regelkreise wird der Ausdruck Robotik eingeführt.

Im umfangreichsten zweiten Teil des Buches über Gerätetechnik wird gezeigt, wie man sich nicht nur der Elektrik, sondern auch vorteilhaft der Pneumatik und Hydraulik bedient.

Ausführlich werden Meßgeräte für Druck, Menge, Flüssigkeitsstand, Temperatur, Drehzahl, Wege und Gasanalyse beschrieben. Zweifellos ist die Kenntnis und Anwendung der Betriebsmeßtechnik unerläßliche Voraussetzung für die Automatisierung. Es folgen Verstärker und Kraftschalter, Stellmotoren und Stellglieder, Steuergeräte, Fernwirkgeräte, Rechengeräte, Speicher und Auswertegeräte.

Der kürzere dritte Teil gibt einen verfahrenstechnischen Grundriß. Es wird zwischen Schalt-, Stell- und Antriebsverfahren unterschieden. Je nachdem, ob der Wirkungskreis offen oder geschlossen ist, handelt es sich dabei um Steuerungs- oder Regelungsverfahren. Ausführlicher werden die Möglichkeiten der „Robotik" einer Kesselregelung als vermaschtes Regelverfahren besprochen.

Abschließend wird eine sehr nützliche Anleitung zur Aufstellung komplexer Automatisierungspläne gegeben. An den Anfang eines Projektentwurfes gehört der Plan für das Zusammenwirken aller Wirkungs- und Steuerungsstrecken und Regelkreise. Dadurch wird das Projekt entscheidend beeinflußt. Soll eine projektierte oder gar ausgeführte Neuanlage nachträglich automatisiert werden, so kann es nur noch Behelfslösungen geben, die weit vom technischen und ökonomischen Optimum entfernt sind. Setzt sich diese fachmännische Forderung durch, dann hätte der Verfasser mit seinem Büchlein zweifellos einen entscheidenden Beitrag zur Einführung der modernsten Technik in unsere Wirtschaft geleistet.

Beim Studium des Buches fällt auf, daß der Verfasser besonders magnetische und induktive Einrichtungen elektronischen vorzieht. Er lehnt Elektronenröhren aus Gründen der Betriebssicherheit bis auf Ausnahmen ab.

Begründet wird dieses speziell mit der Betriebsfremdheit elektronischer Geräte und dem Fehlen geeigneten Wartungspersonals. Dabei ist allerdings die Frage, ob ein pneumatischer oder hydraulischer Antrieb mit teilweise empfindlichen Membranen, Düsen und Mechaniken heute im Zeitalter der allgemein verbreiteten Elektronenröhre (zum Beispiel Werkfunk) dann nicht ebenso als betriebsfremd zu bezeichnen ist. Die Einführung verzweigter Fernsprechnetze in fast allen Betrieben konnte auch nicht durch die Erfordernis eines Fernsprechmechanikers behindert werden. Warum sollte ein größeres Industriewerk nicht an Stelle eines Mechanikers oder Schlossers einen Meßgeräte- oder Funkmechaniker beschäftigen? Röhren haben in ferngesteuerten Raketen, Kernreaktoren und umfangreichsten Rechenmaschinen ihre Zuverlässigkeit bewiesen. Sicher muß die Technologie ihrer Herstellung (Lebensdauerröhren) beherrscht werden. Aber auch Magnetverstärker erfordern zuverlässige Herstellungsmethoden für das Magnetkernmaterial und enthalten Bauelemente von nicht unbegrenzter Lebensdauer (Selengleichrichter).

Heimann

Dr.-Ing. W. Kronjäger und Dr.-Ing. C. Trage

Einführung in die Funktechnik

Verlagsbuchhandlung Erich Herzog, Goslar, 1955

278 Seiten, 136 Bilder

Die Funktechnik hat einen derartig stürmischen Entwicklungsverlauf genommen, daß es vor allem für die Anfänger immer schwieriger wird, die gemeinsamen Ausgangspunkte und verbindenden Zusammenhänge der einzelnen Gebiete klar zu erkennen. Die hochfrequenten Anwendungsformen reichen heute vom Überseefunk, Seefunk, Hör- und Fernsehrundfunk bis zur Funkortung und finden ihren Fortgang als unschätzbare Helfer in der Medizin und gewerblichen Technik.

Das vorliegende Buch will daher den Lesern die Grundlagen und Zusammenhänge in der Funktechnik auf der Basis einer populärwissenschaftlichen Methodik näherbringen und einen Überblick über die verschiedenen funktechnischen, insbesondere kommerziellen Anwendungsgebiete und deren Problematik geben. Dies ist den beiden Verfassern als alten fernmeldetechnischen Postfachleuten bestens gelungen. Die Einführung geht inhaltlich wesentlich über die Form der allgemeinen Darstellung hinaus, ohne jedoch dabei den Boden der Elementarmathematik zu verlassen. Die Grundbegriffe und Gesetzmäßigkeiten werden bei aller wissenschaftlicher Strenge auch den technisch weniger vorgebildeten Lesern klar und verständlich übermittelt. Dies wird vor allem durch die Wahl einer begrifflichen Darstellung und absoluten physikalischen Reinheit erreicht.

Das Werk enthält sechs Abschnitte mit 26 Kapiteln und einen Anhang. Der Anhang vermittelt interessante Angaben und Kurzbeschreibungen über Meßeinrichtungen, Richtfunksysteme und technische Einrichtungen im KW- und UKW-Bereich weltbekannter deutscher Produktionsstätten der Fernmelde- und Funktechnik. Der Anhang dürfte damit für ein orientierendes Studium des internationalen Standes der Technik besonders wichtig sein. Die ersten zwei Abschnitte befassen sich mit den Grundbegriffen, der Entstehung und den Eigenschaften der freien und geführten Wellen, deren Inhalt dem Wissenden recht viel fachlichen Genuß bereitet. Der 3. Abschnitt ist den Antennen und ihren Formen vorbehalten. Die Verfasser haben hier die durch die Dezimeter- und Zentimetertechnik ausgelöste Theoretik bereits entsprechend eingearbeitet. Die Funksender und -empfänger werden in den weiteren Abschnitten behandelt. Wer sich mit der Aufstellung von entsprechenden Pflichtenheften beschäftigen muß, wird hier manchen wertvollen Hinweis finden können. Die letzten Kapitel des Buches befassen sich sehr ausführlich mit den praktischen kommerziellen Funkdiensten.

Die „Einführung in die Funktechnik" beschränkt sich in der richtigen Erkenntnis der schwierigen Thematik darauf, neben den Grundlagen ganz bestimmte Schwerpunktkapitel der Funktechnik zu bringen. Mit Hilfe der speziellen Fachliteratur kann dann jederzeit auf dieser Auswahl qualifikationsmäßig leicht aufgebaut werden. Das Werk stellt eine wertvolle Bereicherung der populärwissenschaftlichen funktechnischen Fachbuchreihe des kommerziellen Sektors dar.

Baier

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Neuerscheinungen und Neuauflagen des Fachbuchverlages Leipzig

Lindner, Helmut, *Lehrbuch der Physik für Techniker und Ingenieure*, Band III: Elektrizitätslehre und Atomphysik. 215 Seiten, 377 Bilder, DIN C 5, Halbleinen 9,50 DM.

Picht, Johannes, Prof. Dr. und Dipl.-Phys. Rolf Gain, *Das Elektronenmikroskop*. 146 Seiten, 110 Bilder, DIN C 5, Halbleinen 14,— DM.

Conrad, Walter, *Einführung in die Funktechnik*, 4., erweiterte und verbesserte Auflage. 200 Seiten, 169 Bilder, 1 Tafel, DIN B 6, Halbleinen 2,85 DM.

Fricke, Hans Werner, Ing., *Der Katodenstrahloszillograph*, 2., erweiterte und verbesserte Auflage. 298 Seiten, 576 Bilder, DIN C 5, Halbleinen 15,80 DM.

Quak, Karl, Baurat Dipl.-Ing., *Technisches Wissen*, Band III: CHO-Chemie · Kohlen/Öle/Gase · Säuren/Basen/Salze · Faserstoffe, 2., erweiterte und verbesserte Auflage. 471 Seiten mit einer Stoffliste, 75 Tafeln, 75 Bilder, 2 Einschlagtafeln, DIN C 5, Halbleinen 18,— DM.

Springstein, Karl-August, Obering., *Einführung in die KW- und UKW-Empfänger-Praxis*, 3. Auflage. 456 Seiten, 429 Bilder, Halbleinen 13,50 DM.

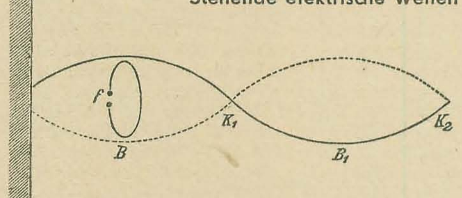
Chronik der Nachrichtentechnik

Von Dipl.-Ing. HANS SCHULZE-MANITIUS

1887

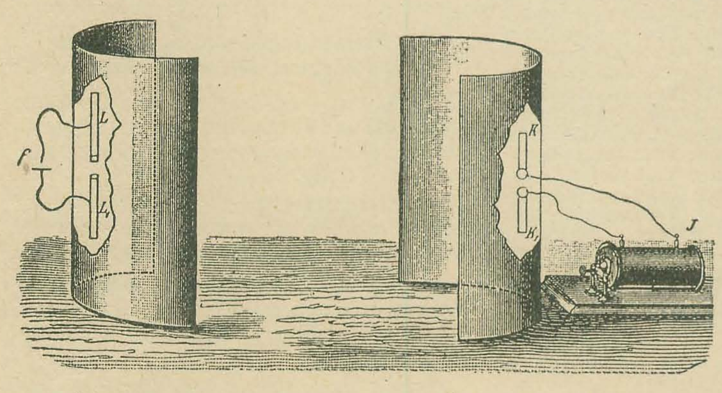
Heinrich Hertz, der Schwingungsforscher und Vater der drahtlosen Telegrafie, untersucht den Zusammenhang zwischen Licht und Elektrizität und erzeugt hierbei als erster elektrische Wellen. Es gelang ihm, durch elektrische Funken schnelle elektrische Oszillationen (Schwingungen) zu erzeugen, die erst eine Einführung der drahtlosen Telegrafie ermöglichten.

Hertz führte ferner klassische Versuche über stehende Wellen, quasioptische Erscheinungen, über die Bestimmung der Ausbreitungsgeschwindigkeit usw. durch. Er zeigte, daß die Lichtwellen transversal wie die elektrischen Wellen sind und dieselbe Fortpflanzungsgeschwindigkeit wie diese haben.



Stehende elektrische Wellen

Er verwendete zu seinen Versuchen sehr schnelle Schwingungen, indem er Funken unmittelbar zwischen zwei Metallzylindern von wenigen Zentimetern Länge überspringen ließ, wodurch er eine äußerst kleine Entladungsbahn und Kapazität erhielt. Die halbe Schwingungsdauer berechnete er für einen bestimmten Fall aus den Abmessungen zu $1{,}1 \cdot 10^{-9}$ s (später hat man die Größe der Metallkörper auf wenige Millimeter vermindert und Schwingungen von etwa $2 \cdot 10^{-11}$ s Dauer erzielt). Treffen diese Schwingungen auf eine Metallwand, so werden sie zurückgeworfen, und es entsteht nunmehr durch das Zusammenwirken dieser zurückgeworfenen mit neu eintreffenden Wellen vor der Wand eine stehende Schwingung, wobei in der Nähe der zurückwerfenden Wand ebenso wie in einigem Abstand von ihr in den Punkten K_1 und K_2 Schwingungsknoten entstehen, in denen der elektrische Zustand des Raumes keine Schwankungen erfährt, wohl aber in den dazwischenliegenden Schwingungsbäuchen B und B_1 (s. Bild oben).



Der Hertzsche Spiegel

Um diese nachzuweisen, brachte Hertz als sekundären Leiter einen kreisförmig gebogenen Metalldraht, der durch eine äußerst kleine Funkenstrecke f unterbrochen war, in den Schwingungsbereich. Befindet sich dieser Kreis wie im oberen Bild mit seiner Ebene senkrecht zur Fortpflanzungsrichtung der Wellen so, daß die Funkenstrecke seitlich liegt, dann wirkt auf den der Funkenstrecke gegenüberliegenden Halbkreis eine elektrische Kraft, die bei f ein Fünkchen hervorbringt. Wird der Kreis in seiner Ebene um den Mittelpunkt gedreht, so verschwinden die Fünkchen, sobald f oben oder unten liegt. Die Schwingungen sind also transversal, da bei Längswellen, die den Kreis durchsetzen, derartige Unterschiede nicht auftreten können. Die Funken nehmen ferner je nach der Lage des Drahtkreises im Gebiete der elektrischen Wellen ab und zu und verschwinden in den Schwingungsknoten K_1 und K_2 ganz. Hertz stellte auf diese Weise eine der Wellenlinie im Bild links entsprechende Verteilung der elektrischen Kräfte fest und konnte die halbe Wellenlänge BB_1 messen. Hieraus und aus der berechneten Schwingungsdauer ließ sich die Fortpflanzungsgeschwindigkeit zu $3 \cdot 10^{10}$ cm/s $= 300\,000$ km/s berechnen, die mit derjenigen der Lichtwellen übereinstimmt.

Mit diesen „Strahlen elektrischer Kraft" führte Hertz eine Reihe von Versuchen entsprechend den bekannten Versuchen aus der Optik und Wärmelehre durch.

Bei seinem Hohlspiegelversuch stellte er zwei parabolisch-zylindrische Hohlspiegel aus Metall mit der Öffnung gegenüber und brachte in der Brennlinie des einen Spiegels seinen Oszillator an (Bild unten links). Dieser bestand aus zwei Metallkörpern K und K_1, zwischen denen Funken übersprangen, sobald das Induktorium J in Tätigkeit gesetzt wurde. Die auf diese Weise entstehenden elektrischen Schwingungen wurden vom Spiegel zurückgeworfen und gingen parallel zueinander zum zweiten Spiegel, der bis auf einen Abstand von 100 m entfernt werden konnte. Die dort zum zweiten Male zurückgeworfenen Strahlen erregten in der Brennlinie des linken Spiegels elektrische Schwingungen in den länglichen Metallkörpern L und L_1, so daß entweder bei genügend kleinem Abstand unmittelbar zwischen ihnen kleine Funken überspringen oder eine außerhalb des Spiegels gelegene, mit L und L_1 leitend verbundene Funkenstrecke f anspricht. Sobald eine leitende Wand oder auch nur der menschliche Körper zwischen den Spiegeln steht, hört das Funkenspiel bei f auf, während nichtleitende Körper, wie hölzerne oder steinerne Wände, von den Strahlen durchdrungen werden. Dasselbe gilt von der Induktionswirkung zwischen zwei Drähten. Ein von Hertz in den Gang der von dem einen Spiegel kommenden Strahlen gestelltes großes Prisma aus Asphalt mit senkrechter brechender Kante brach die Strahlen. Um diese Strahlen wieder aufzufangen, mußte der zweite Spiegel entsprechend verschoben werden.

Seine Untersuchungen „Über die Ausbreitung der elektrischen Kraft" und die sich auf die Anschauungen des englischen Physikers Michael Faraday stützende Maxwellsche elektromagnetische Lichttheorie bildeten das eigentliche Fundament der Funkentelegrafie. Nach dieser Theorie sind alle Strahlungserscheinungen elektromagnetische Oszillationen im Weltäther, die sich nur durch die Größe ihrer Wellenlänge voneinander unterscheiden. Das Ergebnis dieser Arbeiten konnte jedoch erst nach der Entdeckung des französischen Physikers Branly im Jahre 1890, die zur Ausbildung des „Kohärers" als Wellenanzeiger führte, praktische Anwendung finden.

Hertz entdeckte bei seinen Versuchen auch, daß sich der Entladeverzug einer Funkenstrecke durch Bestrahlung mit ultraviolettem Licht beseitigen läßt. Auf dieser Entdeckung basierten die Versuche von Hallwachs (siehe rechte Spalte).

1888

Die AEG, Berlin, nimmt die Herstellung von Maschinen, Geräten und Akkumulatoren sowie den Bau elektrischer Bahnen auf.

1888

Der Physiker Wilhelm Hallwachs entdeckt, nachdem Heinrich Hertz 1887 durch seine Versuche festgestellt hatte, daß sich der Entladeverzug einer Funkenstrecke durch Bestrahlung mit ultraviolettem Licht beseitigen läßt und daß eine Zinkplatte unter der Einwirkung ultravioletten Lichtes negative Ladungen abgibt, den nach ihm benannten „Hallwachs-Effekt", der später „lichtelektrischer Effekt" genannt wurde und große Bedeutung für die drahtlose Telegrafie und den Rundfunk erlangte. Bei diesem Hallwachs-Effekt wird die Energie des Lichtes in elektrische Energie umgewandelt. Um diesen äußeren lichtelektrischen Effekt zu erzielen, bestrahlte er eine mit einem Elektroskop in Verbindung stehende und negativ aufgeladene Metallplatte mit dem Licht einer Kohlenbogenlampe, wobei er feststellte, daß die Blättchen des Elektroskopes zusammenfielen, daß also die Metallplatte ihre negative Ladung verlor. Diese Erscheinung trat auch auf, wenn die Metallplatte in einem evakuierten Glasgefäß eingeschlossen und ihr gegenüber ein geerdetes Drahtnetz aufgestellt war. Wurde die Platte durch das Netz hindurch bestrahlt, so verlor sie ebenfalls ihre Ladung. Dieser Ladungsverlust läßt sich dadurch erklären, daß durch die Bestrahlung Elektronen aus dem Metall austreten und über das Drahtnetz zur Erde abgeleitet werden.

1888

Kiliani gelingt die Herstellung reinen Aluminiums.

1888

Der 14jährige Guglielmo Marconi, der mit seinen Eltern in Florenz weilte, besucht das Institute Cavallero, wo er mit besonderem Eifer Physik und Chemie studiert. Hier begann auch sein Interesse für die Elektrizität mit allen ihren verwandten Gebieten.

1888

Der russische Physiker A. Stoletow gibt eine Methode des Fernsehens an, der er die Erscheinung des „äußeren Fotoeffektes" zugrunde legte, die darin besteht, daß durch das Licht Elektronen aus der Oberfläche der Metalle herausgerissen werden.

1888

Der russische Physiker und Radiotechniker Alexander Stepanowitsch Popow wird zum Vorsteher der Abteilung für praktische Physik am Mineninstitut in Kronstadt ernannt, wo er seit 1883 bereits als Assistent tätig war. In dieser Stellung beschäftigte er sich eingehend mit allen technisch-physikalischen Fragen, die im Minenwesen und bei vielen anderen militärischen Aufgaben auftreten.

Als in demselben Jahre die Welt die Nachricht durcheilte, daß der junge deutsche Wissenschaftler Heinrich Hertz die unsichtbaren elektromagnetischen Wellen entdeckt habe, war Popow davon überzeugt, daß das Gerät von Hertz vorzüglich zur Sendung von Signalen auf weitere Entfernungen brauchbar sein müsse. Es war lediglich eine Vervollkommnung dieses Gerätes notwendig, und es mußte in erster Linie ein empfindlicherer Empfänger konstruiert werden als der von Hertz verwendete Resonator. Popow konstruierte Geräte, in denen das Überspringen des Funkens so deutlich zu bemerken war, daß diese Erscheinung sogar in einem großen Hörsaal mit Erfolg gezeigt werden konnte.

1889

Der russische Physiker A. Stoletow entwickelt als erster eine aus einer Metallkatode und einer Netzanode bestehende Fotozelle.

1889

Nach der in diesem Jahre stattfindenden Pariser Ausstellung erscheint die Broschüre „Der Telopsograph, die größte wissenschaftliche Entdeckung". Der begeisterte, vorsichtigerweise aber ungenannt gebliebene Verfasser beschrieb den Telopsographen als einen Apparat, mit dem man auf große Entfernung über den Draht sehen, ebenso wie man mit dem Telefon über den Draht hören könne.

Rundfunk- und Fernsehmeister sucht neuen Wirkungskreis. Labor, Prüffeld oder entwicklungsfähige Stellung im Rundfunk- und Fernsehservice. Möglichst VE-Sektor. Zuschriften erb. unt. RF 639 an Verlag „Die Wirtschaft", Berlin NO 18.

Lautsprecher-
Reparaturen
seit 1949
MAX LEPOLD, Erfurt,
Stalinallee 13

Wer kann helfen?
Wir benötigen für Export-Nachbestellung
OKTALRÖHREN
6 SN 7 6 H 6 6 X 5 6 SL 7
Eilangebote an
VEB Funkwerk Köpenick
Berlin-Köpenick, Wendenschloßstr. 154/158
Materialversorgung

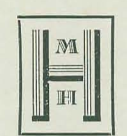
Suche einen **Empfänger-Prüfgenerator FM** und bitte um Angebot
Knappe, Meerane, Postfach 121

Suche
Fernsehempfänger E 1
und die Röhre LB 8,
auch größere Stückzahl
G. JÜCKSTOCK, Greifswald
Friedrich-Krüger-Straße 5



versilbert
vernickelt
verzinkt
Massenartikel
GLAUCHAU/Sa., Tel. 2517

DLL 21 DM 6,–, DF 22 DM 6,–
UCH 171 DM 4,60
UBF 171 DM 4,03
Allstrom Satz UCH 171, UBF 171, UEL 51 DM 15,–
– Übernahme Garantie –
Abschirmbecher 35×35×85 DM 15.–
Versand
Radio-Panier
Leipzig C 1
Reichsstr. 1–9, Tel. 66433



MAX HERRMANN
Großhandlung
für Rundfunk- und
Elektro-Akustik

Vertretung erster Firmen der Rundfunk-Industrie

HALLE (Saale) C 2
Streiberstr. 7 · Ruf 22252

Suche laufend
Röhren u. Stabilisatoren
jeder Type
TELE-RADIO, Berlin O 112
Schließfach 19

Lautsprecher-
Reparaturen
kurzfristig – alle Fabrikate –
Kurt Trentzsch
Werkstätten für Elektro-Akustik, Dresden A 1, Annenstraße 37

Holm Groh Leipzig S 3
Das Schiebe-Abziehbild
zur Kennzeichnung Ihrer Erzeugnisse für techn. Hinweise vielseitig verwendbar. Lebensdauer fast unbegrenzt.
HOLM GROH
Leipzig S 3
Kurt-Eisner-Str 75

OTTOMAR SICKEL, RADIO- U. ELEKTRO-GROSSHANDLUNG
Leipzig C 1, Otto-Schill-Straße 3–5 · Telefon 31642
30 Jahre ständiger Lieferant vieler maßgeblicher Fachgeschäfte der DDR
Frühjahrsliste 56 mit vielen Preisermäßigungen erscheint Ende April — bitte anfordern. Lieferung nicht an Private.

LEIPZIG


ERFURT

BEZUGSQUELLE FÜR RUNDFUNKTEILE SOWIE GERÄTE

SONATA- GERUFON- PETER- FABRIKATE

KARL BORBS K.G., LEIPZIG – ERFURT

Wir fertigen ohne besondere Anpassungsschwierigkeiten

UKW-ANTENNEN
FS-ANTENNEN
aller Art



Buchmann, Schulze & Co.
DESSAU, Stenesche Straße 12


ADOLF FALCKE · Apparatebau
Berlin W 8, Markgrafenstr. 58, Ruf 202064
Elektrische Meß- und Prüfgeräte
liefert kurzfristig:

LCR-Meßgeräte
R-Meßgeräte
C-Meßgeräte
Scheinwiderstands-meßgeräte
Diodenvoltmeter
Megohmmeter
Röhrenvoltmeter
Tongeneratoren
UKW-Wellenmesser
RC-Generatoren
UKW-Generatoren
Auto-Einbau-Amperemeter
HF-Meßgeneratoren

Bitte fordern Sie unser Angebot an!

Für Ersatzbestückung
Kondensator-Mikrofon-Kapseln
M 7, M 8, M 9 sowie **M 14 S** und **026/2**



Nieren-Achter-Kugel-Charakteristik
kurzfristig lieferbar
GEORG NEUMANN & CO.
ELEKTROTECHNISCHES LABORATORIUM
GEFELL/VOGTL. RUF 185